

re radioelektronik

7-8'79

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

ogłoszenia

Sprzedam wzmacniacz 1000 VA. płytki miedziane 15 zł 1 dcm², stroboskop samochodowy kieszonkowy lub sieciowy. Adam Jezior, 21-100 Lubartów, Cicha 15/3.

Kupię mierniki UM-7T, UM-4b, oscyloskop. Jerzy Ulecki, ul. Skłodowskiej 8/16, 15-097 Białystok.

Wzmacniacz 200 W z kolumnami sprzedam, Jacek Maś, 39-127 Będziemyśl 51, woj. Rzeszów.

Pilnie kupię pełnosprawnego odbiornik komunikacyjny na pasma amatorskie KF. Tadeusz Wozniak, Rudnik Wielki 135, 41-260 Kamienica Polska.

Instrukcje serwisowe, schematy, części RTV kupię, zamienię. Poszukuję drutu nowojowego 0,02 mm oraz kineskopów do regeneracji. Czesław Piątkowski 26-330 Żarnów.

Sprzedam nie używany, nie regenerowany kineskop AW47-91B. Kołodziejski, 87-800 Włocławek, Obrońców Pokoju 50.

Kupię „Młodego Technika” nr 1 do 10/75. Mirosław Jakubowicz Mikosze, 12-250 Orzysz.

Kupię większą ilość rdzeni transformatorów sieciowych z uszkodzonym uzwojeniem o przekroju od 10 do 15 cm² oraz amperomierze i woltomierze tablicowe elektromagnetyczne o dowolnym zakresie. Lucjan Macionczyk, Rój, ul. Skrzeczowska 23, 44-240 Żory.

Triaki obudowa TO-220 6 A/400 V po 300 zł, tyrystory obudowa TO-64 6 A/400 V po 200 zł, 12 A/400 V po 280 zł, diody 30 A/400 V po 200 zł, 15 A/400 V po 150 zł, 6 A/400 V po 50 zł sprzedam. Julian Kostrzewski, ul. Rozewska 7/54, 81-055 Gdynia.

Sprzedam nowy, wysokiej klasy transceiver fabryczny firmy YAESU. Waldemar Zelga, ul. J. Krasińskiego 28/36 m 1, 26-600 Radom.

Głowice zintegrowane, adaptory naprawiamy (wysłać pocztą) oraz odsprzedamy regenerowane z gwarancją. Wykonujemy na zamówienie przyrządy do regeneracji kineskopów. Zakład Teleelektroniki 38-420 Korczyna.

GENERATORY

Telewizyjny do 250 MHz
VIDEO-TEST
Cena 340 zł



Radiowe m. cz. i w. cz.
FONO-TEST do 6 MHz
Cena 290 zł

FONO-TEST-LUX do 30 MHz
Cena 350 zł

Przydatne do lokalizacji uszkodzeń. F+V lub FLux+V daje obraz pseudokrątki. Szczegółowa instrukcja. Roczna gwarancja. Przy zakupie kompletu rabat 20 zł. Dostawa pocztą w 7 dni. Płatne przy odbiorze + porto.
ELTEST skr.p. 71, 81-605 Gdynia, Słoneczna 64

Radioelektronik



LIPIEC-SIERPIEŃ 1979 • ROCZNIK XXX (7-8)

7-8 '79

OD REDAKCJI	161
Naukowo-Produkcyjne Centrum Półprzewodników Unitra-Cemi dla elektronizacji kraju – Jerzy Kuciński	161
ELEKTROAKUSTYKA	
Zastosowanie tranzystorów typu BD135...BD140 – Krystyna Prószyńska	162
Technika cyfrowa w elektroakustyce – A.W.	167
Radiatory – Maciej Feszczyk	169
Wzmacniacz Hi-Fi 2x20 W – Cezary Rudnicki	175
Metronom elektroniczny – Tadeusz Berdys	197
TECHNIKA RITV	
Układ scalony UL1540 – Leszek Szmidt	164
Układ scalony UL1242N – Cezary Rudnicki	194
Uszkodzenia w OTVC Rubin i Elektron – Edward Janicki	208
PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE	
Zestawy radioamatorskie diod, tranzystorów i układów scalonych – Adam Wojtarowicz	180
Tranzystory mocy i tyrystory do odbiorników telewizji kolorowej – Janusz Borczyński	190
PRZEGLĄD SCHEMATÓW	
Odbiornik radiofoniczny „Merkury” Hi-Fi – Stefan Nowicki	181
RÓŻNE	
Zestawy Hi-Fi – Jerzy Serafin	192
Propozycje do nowego Regulaminu Radiokomunikacyjnego – Andrzej Cieśliński	201
Odpowiedniki krajowych układów scalonych – Zdzisław Tkaczyk	okł. IV
Z KRAJU I ZE ŚWIATA	199
NOWA TECHNIKA I TECHNOLOGIA	
Światłowodowy i ich zastosowania – Teresa Lachowicz-Balcer	202
KRÓTKOFALOWIEC POLSKI	205
RADIOAMATORSTWO W LOK	
Rejonowe zawody sprawnościowe radiotelegrafistów	207

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 251-29-85



KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nac. – prof. dr inż. Andrzej Sowiński; z-ca red. nac. – inż. Janusz Justat; sekretarz redakcji – Eugenia Grudzińska; redaktorzy działowi: inż. Zenon Budynek, mgr inż. Mieczysław Flisak, mgr inż. Czesław Klimczewski, inż. Janusz Rezler, inż. Jerzy Węglewski-SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort.
Przedstawiciel ZG LOK – ppłk. inż. Walerian Sadło.

Artykułów nie zamówionych redakcja nie zwraca.

Okladkę projektował Witold Rębkowski

Prenumeratę na kraj przyjmują Oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch” oraz urzędy pocztowe i doręczyciele w terminach: do 25 listopada na I kwartał, I półrocze roku następnego i cały rok następny; do 10 marca na II kwartał roku bieżącego; do 10 czerwca na III kwartał i II półrocze roku bieżącego; do 10 września na IV kwartał roku bieżącego. Cena prenumeraty rocznej – 96 zł, półrocznej 48 zł, kwartalnej 24 zł. Jednostki gospodarki społecznej, instytucje, organizacje i wszelkiego rodzaju zakłady pracy zamawiają prenumeratę w miejscowych Oddziałach RSW „Prasa-Książka-Ruch”, zaś w miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW – w urzędach pocztowych. Czytelnicy indywidualni opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych lub u doręczycieli.

Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch”, Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto PKO nr 1531-71 – w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ta jest droższa od krajowej o 50% dla zleceńców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.

OGŁOSZENIA: drobne, do 50 słów – 12 zł za słowo; ramkowe 1 cm² – 87 zł na III stronie okładki i 116 zł na IV stronie okładki. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Dział Handlowy Wydawnictw Komunikacji i Łączności, ul. Kazimierzowska 52, 02-546 Warszawa, tel. 49-27-51 do 9, wewn. 261. Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego” w Warszawie. Zam. 3567/CD. Nakład 80 000 egz. C-115. Ark. druk. 6. Skład techniką Linotron 505 TC. Cena zł 16. Numer zamknięto 2.VII.1979 r.

Wszyscy nasi Czytelnicy zajmujący się konstruowaniem układów elektronicznych mają do czynienia z podzespołami półprzewodnikowymi produkcji Naukowo-Produkcyjnego Centrum Półprzewodników UNITRA-CEMI. Dlatego też część tego numeru poświęcamy publikacjom na temat zastosowań układów scalonych, diod i tranzystorów. Wstępem do tych publikacji jest artykuł o CEMI i jego działalności.

NAUKOWO-PRODUKCYJNE CENTRUM PÓŁPRZEWODNIKÓW UNITRA-CEMI DLA ELEKTRONIZACJI KRAJU

mgr inż. JERZY KUCIŃSKI

Naukowo-Produkcyjne Centrum Półprzewodników UNITRA-CEMI – największy producent podzespołów półprzewodnikowych w Polsce – odgrywa kluczową rolę w rozwoju krajowego przemysłu elektronicznego, a co za tym idzie, również i elektronizacji kraju. Nie można przecież wyobrazić sobie produkcji, np. nowoczesnego sprzętu radioelektronicznego, mini-komputerów czy obrabiarek sterowanych numerycznie, bez dysponowania odpowiednimi podzespołami do ich konstrukcji. Oczywiście, w CEMI nie produkuje się wszystkich typów przyrządów półprzewodnikowych potrzebnych gospodarce i nie ma chyba na świecie kraju, który wszystkie podzespoły elektroniczne potrzebne do konstrukcji własnego sprzętu produkuje u siebie. Decyzje o uruchomieniu produkcji danych typów lub rodzin podzespołów są podejmowane po przeprowadzeniu dokładnej analizy techniczno-ekonomicznej, uzasadniającej celowość tego przedsięwzięcia.

Podstawowym zadaniem NPCP UNITRA-CEMI jest opracowywanie i produkcja podzespołów półprzewodnikowych (z wyjątkiem diod dużej mocy, tyrystorów energetycznych oraz mikroukładów hybrydowych).

Obecny poziom nowoczesności większości produkowanych w kraju podzespołów półprzewodnikowych odpowiada średniemu poziomowi europejskiemu i przewyższa w wielu przypadkach poziom techniczny podobnych wyrobów wytwarzanych w innych krajach socjalistycznych.

Trzeba w tym miejscu stwierdzić, że rozwój przemysłu podzespołowego nie następował w oderwaniu od rozwoju sprzętu elektronicznego. Począwszy od 1971 r. obserwuje się w Polsce szybki wzrost zapotrzebowania na podzespoły elektroniczne, a szczególnie na elementy półprzewodnikowe: diody, tranzystory, układy scalone. Zjawisko to spowodowane jest dwiema głównymi przyczynami:

- „przechodzeniem” w konstrukcji sprzętu elektronicznego z lamp elektronowych na elementy półprzewodnikowe,
- znacznym tempem rozwoju (zarówno liczbowego jak i asortymentowego) urządzeń elektronicznych, związanych z powszechną elektronizacją różnych dziedzin gospodarki.

W tej sytuacji, mimo dynamicznego rozwoju przemysłu podzespołów półprzewodnikowych istnieje wiele trudności w zaspokojeniu pełnych potrzeb krajowych na te podzespoły. Dotyczy to zarówno ilości jak i asortymentu. Dla zilustrowania tego

stwierdzenia wystarczy podać, że asortyment obecnie produkowanych podzespołów półprzewodnikowych wynosi ponad 400 podstawowych typów, podczas gdy w kraju stosuje się ponad 1800 różnych typów tych elementów. Oczywiście, produkcja wszystkich potrzebnych typów nie jest możliwa i nie jest celowa. Te typy podzespołów, które są potrzebne w niewielkich ilościach, muszą być sprowadzane z importu. Do produkcji krajowej można wprowadzać tylko takie typy, na które zapotrzebowanie przewyższa ilość określaną mianem „progno opłacalności produkcji”. I tutaj dochodzimy do bardzo istotnego problemu w rozwoju elektronizacji kraju.

W większości układów elektronicznych stosuje się podzespoły typowe, o dużej uniwersalności, powszechnie znane i stosowane w tradycyjnym sprzęcie elektronicznym (np. tranzystory małej mocy m.cz., diody prostownicze, podstawowe układy cyfrowe). Istnieje jednak wiele dziedzin, szczególnie w branżach wprowadzających rozwiązania elektroniczne, wymagających podzespołów o specyficznych właściwościach lub realizujących wysoce specjalistyczne funkcje. W początkowym etapie rozwoju zastosowań tych podzespołów (modele, prototypy, serie próbne urządzeń) ilościowe zapotrzebowanie jest niewielkie, znacznie poniżej progno opłacalności podejmowania produkcji krajowej. Powoduje to konieczność importu tych podzespołów, a w przypadku trudności z importem znacznie wydłuża czas opracowania nowego urządzenia. Takich przypadków jest obecnie bardzo dużo i stanowią poważny problem utrudniający rozwój elektronizacji kraju.

Po ogólnym scharakteryzowaniu stanu obecnego i trudności występujących na drodze rozwoju elektronizacji w Polsce przedstawiono poniżej nowe opracowania NPCP UNITRA-CEMI, wdrażane do produkcji dla zaspokojenia potrzeb związanych z powszechną elektronizacją.

Półprzewodnikowe elementy dyskretne

Mimo szybkiego rozwoju układów scalonych zapotrzebowanie na elementy dyskretne (tranzystory, diody i tyrystory) jest bardzo duże i nadal rośnie, chociaż dynamika tego wzrostu zmniejsza się. Powoduje to konieczność dalszego rozwijania produkcji tych elementów, zarówno ilościowego, jak i asortymentowego.

W 1979 roku zostanie uruchomiona produkcja tranzystorów polowych złączowych (FET) typu BF245 z kanałem typu „N”, w obudowach plastikowych TO-92. Są one przeznaczone do stosowania w układach o wymaganej wysokiej impedancji wejściowej, głównie w głowicach odbiorników radiowych, aparaturze pomiarowej, elektromedycznej itp. Ponadto przewiduje się wdrożenie do produkcji kilku typów diod i tranzystorów przeznaczonych dla sprzętu specjalnego.

W następnej kolejności (już w 1980 r.) będzie uruchomiona produkcja szeregu typów elementów dyskretnych dla potrzeb telewizji kolorowej.

Podstawową grupą asortymentową będą tu tranzystory dużej mocy n-p-n i p-n-p, wykonywane technologią epibazy, w obudowach plastikowo-metalowych TO-220 AB. Rodzina ta obejmuje trzy pary komplementarne o podstawowych parametrach podanych w tablicy.

Typ	Polaryzacja	P_{tot} (W)	I_{Cmax} (A)	I_{Bmax} (A)	U_{BE0} (V)	U_{CE0} (V)	U_{CE0} (V)
BDP281	n-p-n	40	7	3	5	40	30
BDP282	p-n-p		-7	-3	-5	-40	-30
BDP283	n-p-n		7	3	5	60	50
BDP284	p-n-p		-7	-3	-5	-60	-50
BDP285	n-p-n		7	3	5	80	70
BDP286	p-n-p		-7	-3	-5	-80	-70

Również do odbiorników telewizji kolorowej będą produkowane tyrystory szybkie (zintegrowane z diodami prostowniczymi) BTP128 i BTP129 w obudowach plastikowo-metalowych TO-220 AB. Produkowane będą także stosy prostownicze wysokiego napięcia BYP350-12K i BYP-350-16K do zasilaczy wysokiego napięcia.

W dalszej kolejności przewiduje się uruchomienie krajowej produkcji trzech typów elementów do głowic odbiorników telewizyjnych:

- diod z baterią Schottky'ego BAP280,
- diod p-i-n BAP379,
- tranzystorów w.cz. p-n-p BFP479.

Przewiduje się także opracowanie wysokonapięciowych tranzystorów BU326 przeznaczonych do zasilaczy impulsowych, stosowanych m.in. w odbiornikach telewizyjnych, ale termin uruchomienia ich produkcji jest zależny od rozwoju zdolności produkcyjnych.

Monolityczne układy scalone

W grupie monolitycznych układów scalonych, planowanych do wdrożenia w najbliższych latach, najwięcej jest typów układów cyfrowych. Będzie uruchomiona produkcja m.in. następujących układów:

UCY74182N – generator przeniesienia,
UCY74194N – czterobitowy dwukierunkowy uniwersalny rejestr przesuwający,
UCY74549N – układ sterujący wyświetlaczem kalkulatora,
UCY74451N i UCY75452D – dwa układy pośredniczące (interfejs).

Planowane jest także uruchomienie produkcji kilkunastu typów układów cyfrowych serii UCA64, przeznaczonych do stosowania w sprzęcie specjalnym.

W najbliższych latach będzie rozszerzany także asortyment produkowanych układów MOS. Będą to m.in. układy zegarkowe MCX1202, układy kalkulatorowe MC74005N oraz MC74008N (kalkulator inżynierski), pamięć statyczna RAM 1k × 1 typu MCY7102N oraz dwukrotny rejestr przesuwający, 100 bitów MCY7506N.

Wśród nowych typów układów analogowych podstawową grupę stanowią układy przeznaczone do elektronicznego sprzętu powszechnego użytku. Będą to m.in.:

- UL1244N (TBA120U) – układy toru częstotliwości różnicowej fonii z detektorem FM, do odbiorników telewizyjnych,
- UL1265N (TDA1170) – układ sterujący do odchyłania pionowego w odbiornikach telewizyjnych,
- UL1200N (TDA1200) – wzmacniacz pośr. cz. FM z detektorem FM do odbiorników radiowych,
- UL1482M (TBA820) – wzmacniacz mocy m.cz.,
- UL1520L (TCA720) – przetwornica do zasilania wariakapów w odbiornikach radiowych bateryjnych,
- UL1621N (TCA4500A) – dekodery stereofoniczne PLL,
- UL1970N (UAA170) – układ sterowania skali elektronicznej.

Ponadto przewiduje się opracowanie i wdrożenie dwóch typów układów do elektronicznego sprzętu profesjonalnego: wzmacniaczy operacyjnych ULY7741N (SF.C 2741 DC) oraz stabilizatorów napięcia 12 V ULY7512 (SF.C 2812 RC).

Planowane jest także uruchomienie produkcji kilku typów układów analogowych, przeznaczonych do stosowania w sprzęcie specjalnym.

ZASTOSOWANIA TRANZYSTORÓW TYPU BD135...BD140

mgr inż. KRYSZYNA PRÓSZYŃSKA

W niniejszym artykule są opisane przykłady zastosowania tranzystorów typu BD135...BD140; obudowę tych tranzystorów przedstawiono na rys. 1, a dane techniczne zawarto w tablicy 1. Ważne dane uzupełniające przedstawiono graficznie na rys. 2 i 3.

Tranzystory te są przeznaczone do pracy w elektronicznych urządzeniach powszechnego użytku. Są to tranzystory średniej mocy, małej częstotliwości, wykonane technologią epitaksjalno-polarną. W prak-

tyce radioamatorskiej mogą być one stosowane przede wszystkim w układach stopni sterujących wzmacniaczy m.cz. oraz w stopniach wyjściowych wzmacniaczy m.cz. o mocy do 5 W.

Wzmacniacz m.cz. o mocy 20 W

Na rysunku 4 jest przedstawiony schemat wzmacniacza oddającego moc 20 W przy dołączeniu obciążenia o rezystancji 4 Ω. Jest to beztransformatoryowy przeciwobny wzmacniacz mocy m.cz. z quasi-kom-

plementarnym stopniem końcowym. Tranzystor BD137 zastosowano tu w stopniu sterującym, natomiast do wystrojenia tranzystorów końcowych 2N3055 zastosowano parę komplementarną BD137...BD138. Tego typu rozwiązanie układowe zastosowane jest w odbiorniku radiowym „Kleopatra”.

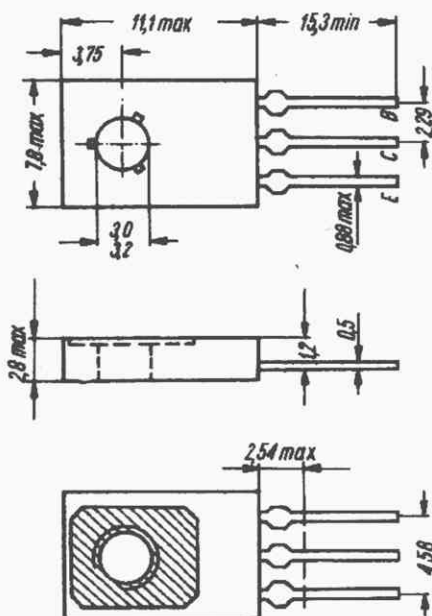
Wzmacniacz m.cz. o mocy 2...5 W

Na rysunku 5 przedstawiono schemat wzmacniacza m.cz., który może być wy-

Podstawowe parametry tranzystorów typu BD135...BD140

Tablica 1

Parametry	Symbol	BD135, BD136	BD137, BD138	BD139, BD140	Jedn.
Napięcie kolektor-baza	U_{CE0}	45 (-45)	60 (-60)	80 (-80)	V
Napięcie kolektor-emiter	U_{CE0}	45 (-45)	60 (-60)	80 (-80)	V
Napięcie emiter-baza	U_{EB0}	5 (-5)	5 (-5)	5 (-5)	V
Prąd kolektora	I_C	0,5	0,5	0,5	A
Prąd szczytowy kolektora	I_{CM}	1,5	1,5	1,5	A
Prąd bazy	I_B	0,1	0,1	0,1	A
Moc całkowita przy $t_{amb} = 25^\circ\text{C}$ $t_{case} = 60^\circ\text{C}$	P_{tot}	1 6,5	1 6,5	1 6,5	W W
Temperatura złącza	t_{max}	125	125	125	$^\circ\text{C}$
Zakres temperatur przechowywania	t_{stg}		-55...+125		$^\circ\text{C}$
Zakres temperatur otoczenia	t_{amb}		-40...+100		$^\circ\text{C}$

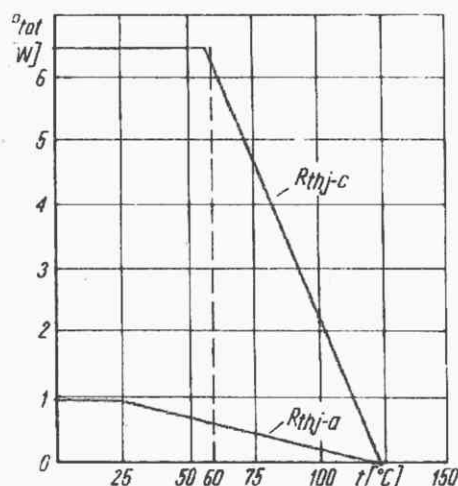


Rys. 1. Szkic wymiarowy obudowy (TO-18) tranzystorów BD135...BD140

Parametry wzmacniacza w 5 wariantach (rys. 5)

Tablica 2

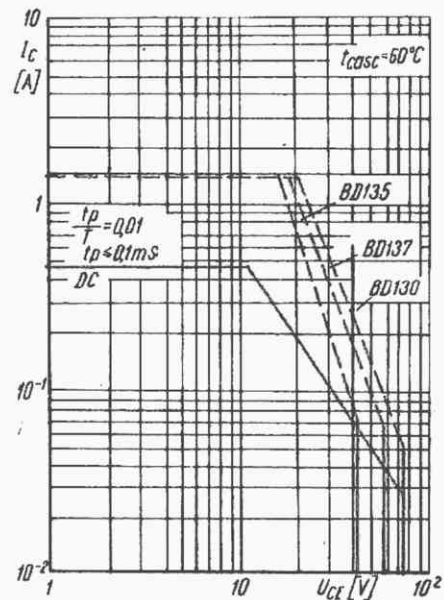
Układ - warianty	1	2	3	4	5	Jedn.
Napięcie zasilania	9	12	18	24	30	V
Pobór prądu przy $P_{wy} = 0$	58	30	47	25	17	mA
Pobór prądu przy $P_{wy} = P_{wy max}$	290	220	380	270	210	mA
Moc wyjściowa ($h = 10\%$)	1,7	2	5,4	5,5	5,6	W
Współczynnik h przy $P_{wy} = P_{wy max}$	1,2	1	2,35	0,5	0,3	%
Rezystancja obciążenia (R_L)	4	8	8	16	25	Ω
Napięcie wejściowe	100	120	250	206	294	mV
Rezystancja wejściowa	85	250	150	270	470	k Ω
Dolna częstotliwość graniczna	47	25	45	25	25	Hz
Górna częstotliwość graniczna	100	100	100	100	100	kHz
Współczynnik wzmocn. nap.	23	34	26	42	38	-



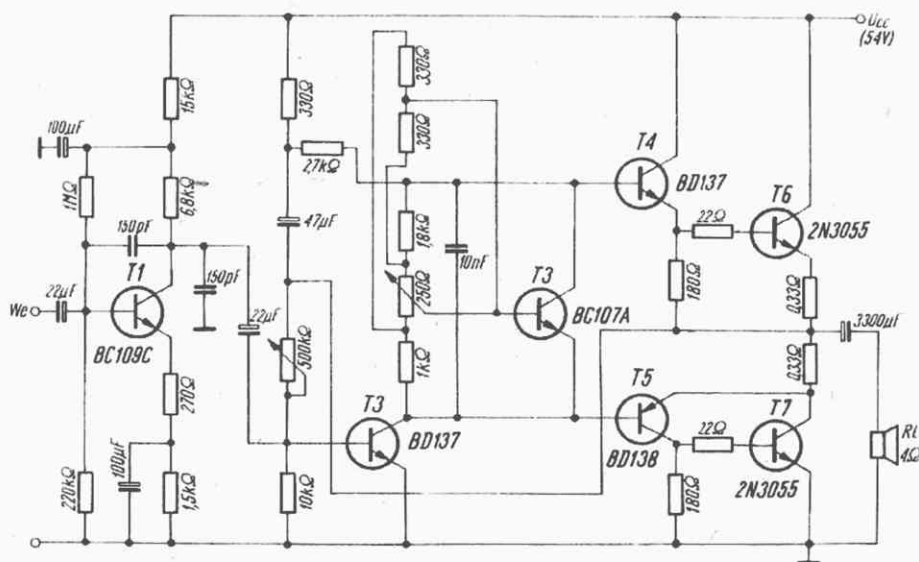
Rys. 2. Zależność dopuszczalnej mocy wyjściowej od temperatury

(R_{thj-a} - rezystancja termiczna złącze-otoczenie; R_{thj-c} - rezystancja termiczna złącze-obudowa)

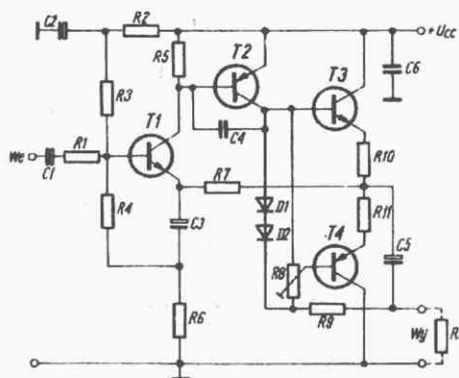
Wykaz elementów						
Tranzystory						
T1	BC108	BC108	BC108	BC108	BC107	-
T2	BC178	BC178	BC313	BC178	BC177	-
T3	BD135	BD135	BD135	BD135	BD135	-
T4	BD136	BD136	BD136	BD136	BD136	-
Diody						
D1 = D2	BAVP17	BAVP17	BAVP17	BAVP17	BAVP17	-
Kondensatory						
C1	10	10	10	10	10	μF
C2	22	10	10	10	10	μF
C3	220	220	220	220	100	μF
C4	22	22	22	22	22	μF
C5	1000	470	470	470	220	μF
C6	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	μF
Rezystory						
R1	2,2	2,2	2,2	2,2	2,2	k Ω
R2	18	33	33	39	68	k Ω
R3	100	330	270	330	820	k Ω
R4	270	320	1000	1000	1500	k Ω
R5	1,2	4,3	2,2	1,0	8,2	k Ω
R6	43	120	120	120	270	Ω
R7	1,2	4,3	3,9	5,6	12	k Ω
R8	100	220	100	220	220	Ω
R9	82	270	150	450	1000	Ω
R10 = R11	0,33	0,33	0,33	0,33	0,33	Ω



Rys. 3. Obszar bezpiecznej pracy - SOAR (t_p - współczynnik wypełnienia impulsu)



Rys. 4. Schemat wzmacniacza mocy m.cz. 20 W



Rys. 5. Schemat uniwersalnego wzmacniacza mocy m.cz.

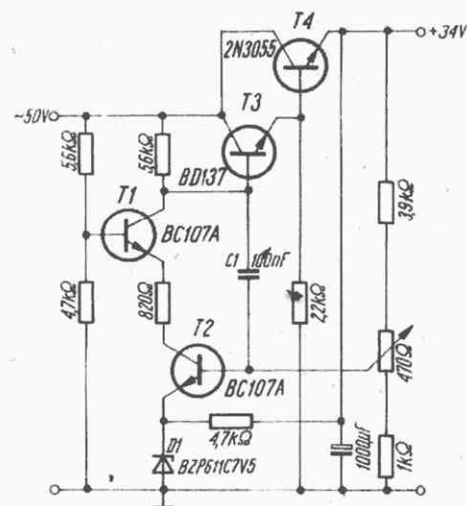
konany w kilku wariantach dostosowanych do napięć zasilających o różnej wartości i odpowiednich różnych rezystancji obciążenia. Układ wzmacniacza jest prosty i zawiera tylko trzy stopnie: wejściowy (T1), sterujący (T2) i końcowy (transzystory T3 i T4). W układzie polaryzacji stopnia końcowego zastosowano dwie diody BAV17 (może być zastosowana jedna dioda podwójna).

W tablicy 2 podano parametry 5 wersji wzmacniacza oraz zestawienie wartości elementów wzmacniacza dla tych pięciu wersji.

Stabilizator napięcia

Tranzystor BD137 znalazł również zastosowanie w stabilizatorze napięcia jako tranzystor sterujący 2N3055 (rys. 6). Takie rozwiązanie zastosowano w odbiorniku radiowym „Elisabeth Hi-Fi”.

Rys. 6. Schemat stabilizatora napięcia



UKŁAD SCALONY UL1540

LESZEK SZMIDT

Ostatnio w sprzęcie profesjonalnym oraz w sprzęcie powszechnego użytku stosuje się coraz częściej urządzenia zasilające oparte na zasadzie przetwornicy przetwarzającej wyprostowane napięcie sieci na stałe napięcie stabilizowane.

Urządzenie zasilające składa się z prostownika typu mostkowego, włączonego bezpośrednio do sieci, z układu generatora przebiegów prostokątnych sterującego stopień mocy oraz z transformatora na rdzeniu ferrytowym, którego wymiary ze względu na częstotliwość przebiegu rzędu kilkunastu lub kilkudziesięciu kHz są stosunkowo małe. Napięcia uzwojeń wtórnych transformatora są prostowane do żądanych wielkości napięć stałych zasilacza.

Zaletą tych układów oprócz mniejszych gabarytów i ciężaru (3-4 krotnie) w stosunku do konwencjonalnych zasilaczy z transformatorami sieciowymi jest moż-

liwość stabilizacji wszystkich napięć wyjściowych układem regulacyjnym, wpływającym na szerokość impulsów przetwornicy.

Układ elektryczny zasilacza jest oczywiście bardziej skomplikowany, jednak dzięki połączeniu wielu funkcji w jednym układzie scalonym konstrukcja zasilacza jest bardzo uproszczona.

W Zakładach UNITRA-CEMI uruchomiono w 1978 r. produkcję układu scalonego UL1540, przeznaczonego właśnie do sterowania takich zasilaczy. Podstawowy układ zastosowania UL1540 przedstawiono na rys. 1.

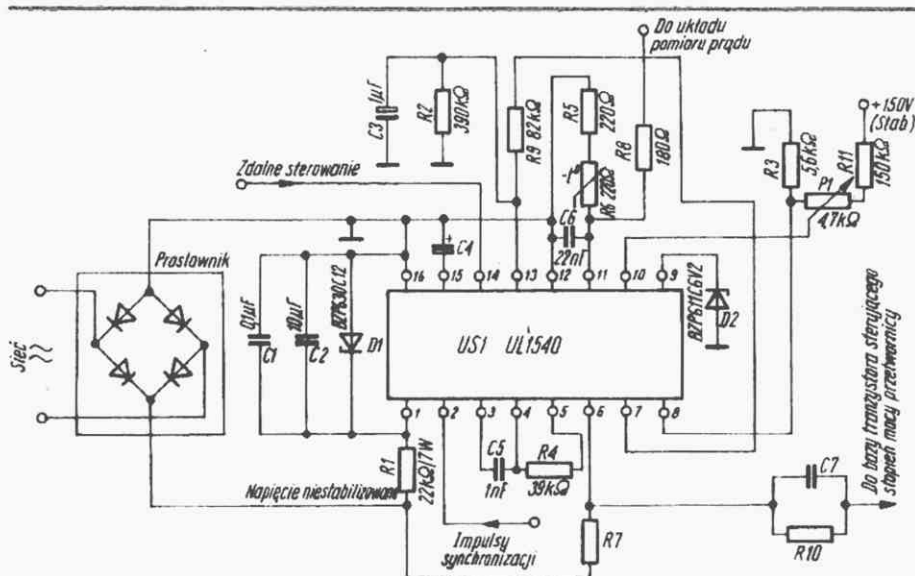
Aby wyjaśnić działanie układu UL1540 należy dokonać analizy pracy poszczególnych jego bloków. Schemat blokowy tego układu ilustruje rys. 2. Zgodnie z tym rysunkiem dodatkowe funkcje, które po-

winien spełniać układ scalony UL1540, są następujące:

- określenie częstotliwości przełączania za pomocą elementów zewnętrznych (C3 i R2),
- zabezpieczenie przed przeciążeniami napięciowymi i przepięciami,
- zabezpieczenie przed przeciążeniami prądowymi,
- stworzenie warunków powolnego startu przetwornicy,
- zabezpieczenie przed zanikiem napięcia zasilającego.

Generator impulsów przełączających

W bloku tym pracuje generator impulsowy w układzie integratora Millera. Częstotliwość drgań jest ustalana przez dołączenie zewnętrznych elementów (C3 i R2). Generator może być również syn-



Rys. 1. Schemat podstawowy układu połączeń UL1540 dla sterowania przetwornicy impulsowej

chronizowany przez doprowadzenie do zacisku nr 2 impulsów o polaryzacji dodatniej. Częstotliwość impulsów synchronizujących powinna być mniejsza od częstotliwości pracy samowzbudnej. W przypadku samowzbudnej pracy generatora zacisk nr 2 należy połączyć z masą.

Układ zabezpieczający przed przepięciami napięciowymi

Za pomocą dzielnika rezystancyjnego do wyprowadzenia nr 10 jest doprowadzone napięcie z wyjściowych zacisków przetwornicy. Jeżeli wartość tego napięcia

przekroczy określoną wielkość, zadziała układ zabezpieczenia napięciowego. Proóg zadziałania determinuje napięcie odniesienia $U_{ref} = 6,2 \text{ V}$, stabilizowane za pomocą diody Zenera, doprowadzone do zacisku nr 9. W wyniku działania tego układu praca przetwornicy zostaje przerwana na pewien okres pracy i następnie wznowiona przez działanie układu „miękkiego” startu.

Zabezpieczenie przed przeciążeniami prądowymi

Sygnały o gwałtownym niedopuszczalnym wzroście prądu tranzystora mocy,

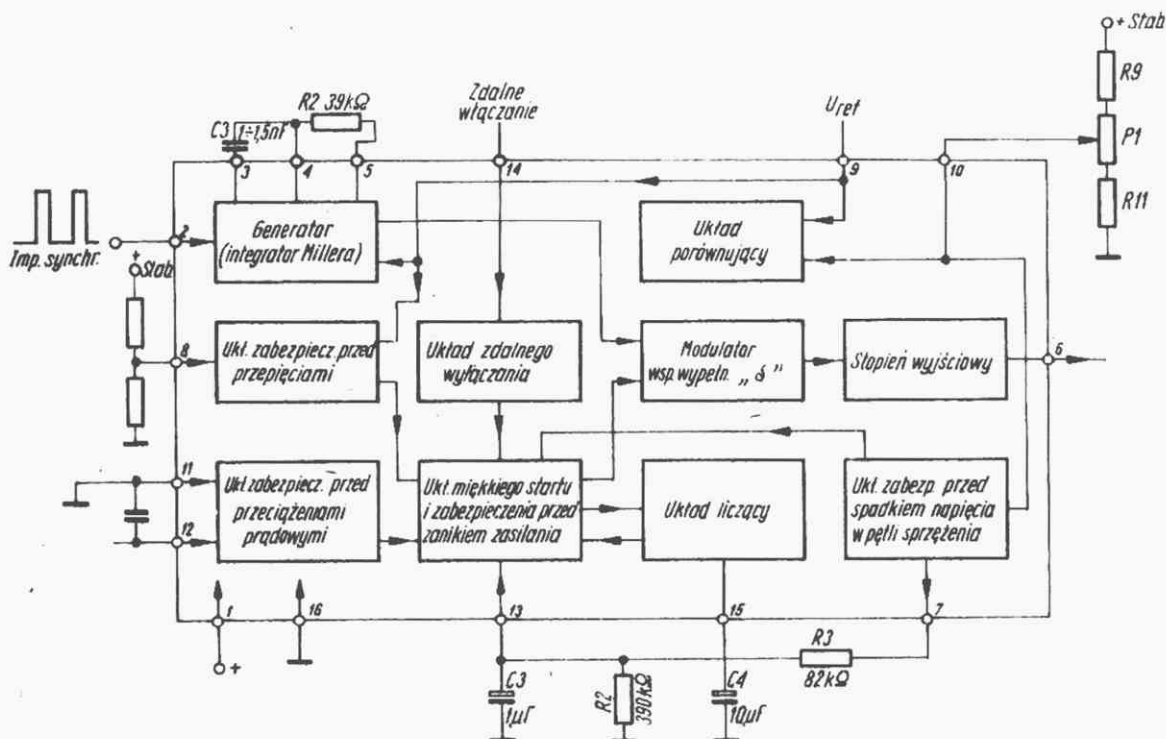
sterującego bezpośrednio transformatorem przetwornicy, zostają doprowadzone do zacisku nr 12 i powodują chwilowe wyłączenie przetwornicy (układu scalonego UL1540) z pracy. Mechanizm działania polega na wprowadzeniu w stan przewodzenia tranzystora wewnętrznej struktury układu scalonego, który w następstwie spowoduje zatrzymanie pracy przetwornicy. Powrót do normalnej pracy zabezpiecza układ „miękkiego” startu.

Układ „miękkiego” startu przetwornicy

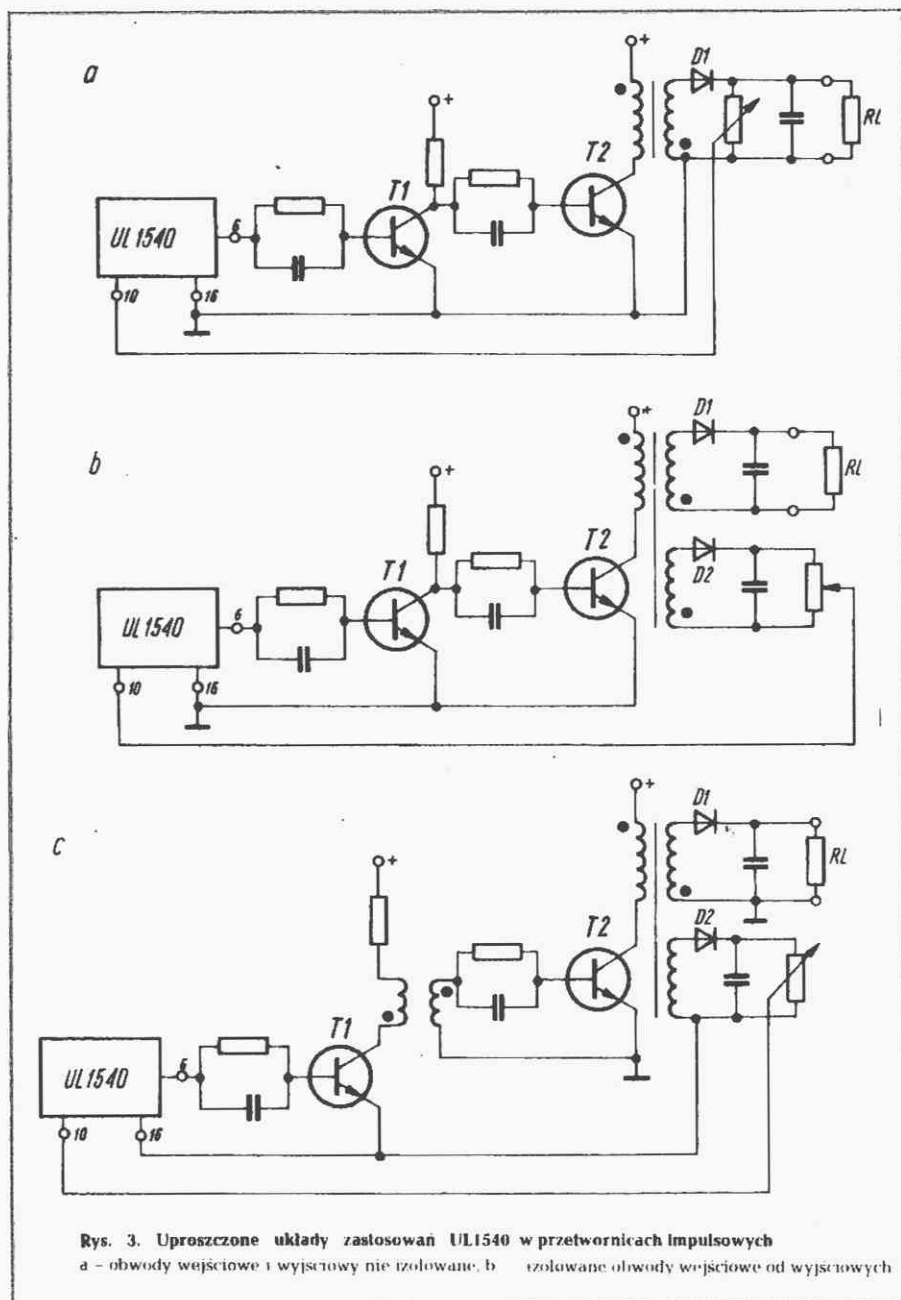
Należy tu rozróżnić dwa rodzaje stanów, od chwili włączenia zasilania przetwornicy, tj. układ „twardego” lub „miękkiego” startu. Pierwszy charakteryzuje się dużym współczynnikiem wypełnienia przebiegów sterujących stopnie mocy przetwornicy, czyli dużą wartością współczynnika δ (rys.4). Przy stosowaniu tego rodzaju startu przetwornicy mogą wystąpić duże przeciążenia tranzystorów sterujących, co w konsekwencji zmniejszy margines ich bezpiecznej pracy. Natomiast przy starcie „miękkim” współczynnik wypełnienia δ rośnie liniowo do wartości, jaka występuje przy obciążeniu ustalonym. Taki właśnie sposób startu opracowano dla przetwornic sterowanych za pomocą układu scalonego UL1550, który pracuje bez obawy zniszczenia tranzystorów stopni końcowych.

Układ zabezpieczający przed zanikiem napięcia zasilającego

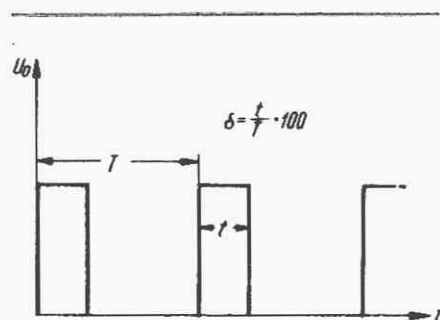
Układ ten zabezpiecza odpowiednią wartość amplitudy impulsów wyjściowych



Rys. 2. Schemat bloków funkcjonalnych w układzie scalonym UL1540



Rys. 3. Uprozczone układy zastosowań UL1540 w przetwornicach impulsowych
a - obwody wejściowe i wyjściowe nie izolowane, b - izolowane obwody wejściowe od wyjściowych



Rys. 4. Określenie współczynnika wypełnienia δ

z układu scalonego UL1540 do sterowania tranzystorów mocy, poprzez włączenie dodatkowych wewnętrznych źródeł prądowych w celu utrzymania odpowiedniej różnicy potencjału między końcówkami 13-16.

tość napięcia doprowadzanego do kondensatora C4. Przy dużej liczbie zakłóceń wartość napięcia na kondensatorze C4 rośnie aż do momentu, gdy sygnał z układu liczącego przez blok startowy zatrzyma pracę przetwornicy, do momentu rozładowania się kondensatora C4.

Należy jeszcze wspomnieć, że regulację napięć wyjściowych przeprowadza się potencjometrem P1 przez podawanie odpowiedniej wartości napięcia z jego suwaka na wyprowadzenie nr 10 układu scalonego.

Pozostałe bloki działają konwencjonalnie.

Zastosowanie układu scalonego UL1540

Artykuł ma na celu opis układu scalonego UL1540, a nie projektowanie zasilaczy impulsowych, wymagających specjalnego opracowania. Podamy tu tylko podstawowe układy stopnia mocy.

Można wyróżnić dwa zasadnicze sposoby rozwiązań układowych:

- układ z nieizolowanym połączeniem między obwodem wejściowym i wyjściowym oraz
- układy z izolowanymi obwodami wejściowym od wyjściowego.

Uprozczone układy rozwiązań technicznych stopnia mocy przedstawiono na rysunkach 3a,b,c, a dane techniczne układu UL1540 zawarto w tablicach 1 i 2.

★ ★ ★

Przemysł krajowy otrzymał układ scalony o dużych możliwościach zastosowania w wielu rozwiązaniach konstrukcyjnych sprzętu powszechnego użytku (np. w odbiornikach telewizji kolorowej „Jowisz”) oraz w różnego typu zasilaczach do celów profesjonalnych. Korzyści z zastosowań zasilaczy impulsowych są następujące:

- zmniejszenie materiałochłonności konstrukcji,
- zmniejszenie gabarytów urządzeń,
- zmniejszenie poboru mocy biernej i strat.

Tablica 1

Dane techniczne układu scalonego UL1540 (wartości dopuszczalne)

Parametry	Symbol	Wartości dopuszczalne		Jedn.
		min	max	
Napięcie zasilania	U_{cc}	10,2	13,8	V
Zewnętrzne napięcie odniesienia	U_{ref}	5,6	6,6	V
Prąd wyjściowy (w impulsie)	I_{out}	-	20	mA
Wartość szczytowa impulsów synchronizacji	$U_{z(p-p)}$	1	10	V
Moc tracona ($t_b = 25^\circ C$)	P_d	-	0,6	W
Temperatura pracy	t_{amb}	-25	+70	$^\circ C$
Temperatura przechowywania	t_{stg}	-40	+125	$^\circ C$

Parametry charakterystyczne układu – przy pracy w typowych warunkach
($U_{CC} = 12\text{ V}$, $t_{amb} = 25^\circ\text{C}$, $U_{ref} = 6,2\text{ V}$)

Tablica 2

Parametry	Symbol	Warunki pomiaru	Wartość parametru			Jedn.
			max	typ.	min	
Prąd zasilania	I_{CC}	$U_{10} = 6,2\text{ V}$ $\delta = 50\%$ (rys. 4)	5	– 8	12	mA mA
Napięcie wyjściowe międzyszczytowe	$U_{out(p)}$	$I_o = 20\text{ mA}$	11,5	–	–	V
Napięcie pracy układu zdalnego wyl. – wyłączanie działające – wyłączanie niedziałające lub końcówka 14 nie podłączona	U_{14}	–	0 5	–	3 12	V V
Wartość napięcia zadziałania zabezpieczenia przed przeciążeniem napięciowym	U_R	–	6,05	–	6,35	V
Wartość napięcia zadziałania zabezpieczenia przed przeciążeniem prądowym	U_{12-11}	–	0,66	–	0,75	V
Współczynnik wypełnienia impulsów wyjściowych (rys. 4)	δ	$U_{10} = 0 \dots 7,5\text{ V}$	–	20...90	–	%
Indeksy cyfrowe przy symbolach oznaczają numer wyprowadzenia układu scalonego						

- konstruowanie zasilaczy na znacznie większe obciążenia z doskonałymi zabezpieczeniami przeciw różnego rodzaju przeciążeniom,
- możliwość wykonywania stabilizowanych przetwornic z niskich napięć stałych na napięcia wysokie z dużą sprawnością energetyczną.

LITERATURA

1. Prace Instytutu Technologii Elektronowej przy NPI P. W. Dulkiwicz, W. Węgorzewski - Podstawy działania układu scalonego UL1540N.
2. Mullard. Technical Information nr 12. Switched - mode power supply for 110° colour tv receivers.
3. Mullard. Technical Information nr 19 - TDA2640 control IC for switched-mode power supplies.
4. Tymczasowe warunki techniczne - Analogowe układy scalone. Układ sterujący do zasilacza impulsowego UL1540 - CEMI.

TECHNIKA CYFROWA W ELEKTROAKUSTYCE

Technika cyfrowa, na której oparta jest informatyka, rozprzestrzenia się obecnie na automatykę, telekomunikację i inne dziedziny. W tym artykule przedstawimy zastosowanie techniki cyfrowej do przesyłania sygnałów akustycznych.

Zasada, na której opiera się cyfrowa transmisja sygnałów analogowych jest prosta. Próbkujemy sygnał analogowy z dostatecznie wielką częstotliwością i chwilowe jego wartości przetwarzamy na ciąg liczb. Liczby te opisują więc sygnał analogowy i to z tym większą dokładnością, im częstsze jest próbkowanie i mniejsze przedziały poziomu kwantowania (rys. 1). Liczby przedstawia się w systemie dwójkowym (binarnym), najodpowiedniejszym do utworzenia sygnału, będącego ciągiem impulsów prostokątnych tak rozłożonych w czasie, że jest w nich zakodowana informacja o liczbach. Sygnał taki oznacza się skrótem PCM (Pulse Code Modulation - modulacja impulsowo-kodowa).

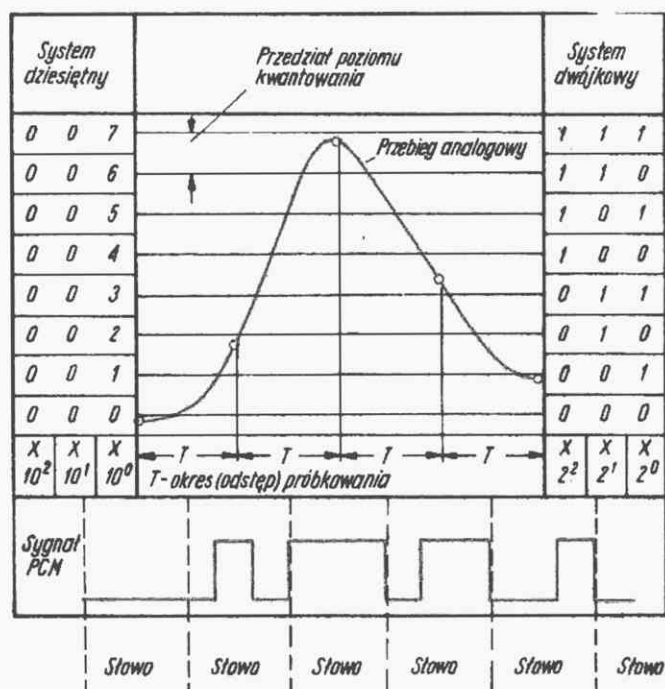
Jak realizuje się przedstawione wyżej operacje wyjaśnia schematycznie rysunek 1.

W miejscu odbioru (odtworzenia) sygnału PCM konieczne jest przeprowadzenie operacji umożliwiających odtworzenie sygnału analogowego odpowiadającego oryginałowi z założoną przy konstruowaniu całego systemu dokładnością.

Schemat strukturalny urządzenia odbiorczego (odtworzającego) jest przedstawiony na rys. 2. W rejestrze odbierany sygnał PCM jest zapisywany w systemie dwójkowym (umowna „1” i umowne „0”). Przetwornik cyfrowo-analogowy wytwarza na podstawie odczytywanej informacji impulsy prostokątne o różnej wysokości, które po przepuszczeniu przez filtr dolnoprzepustowy tworzą sygnał analogowy będący kopią oryginału.

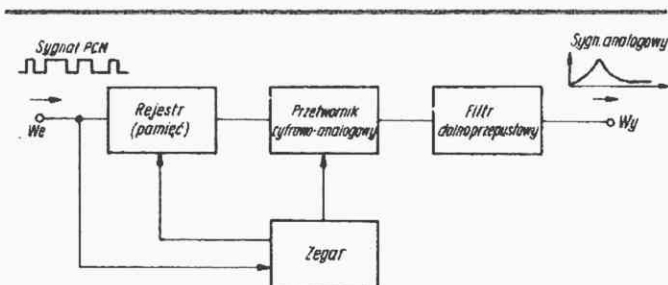
Sygnał analogowy – jeżeli jest nim np. audycja muzyczna – jest w razie potrzeby korygowany, a następnie wzmacniany i przetwarzany w dźwięki.

Nietrudno jest zorientować się co do zalet cyfrowego sposobu przesyłania określonych sygnałów analogowych. Szumy, zmiany wzmocnienia wzmacniaczy pośredniczących, sygnały



Rys. 1. Przekształcanie przebiegu analogowego w sygnał PCM

zakłócające itd. nie mają wpływu na przekazywane sygnały (PCM) dopóty, dopóki jest możliwe bezbłędne ich odczytanie – zliczenie impulsów w „słowie”, umożliwiające ustalenie liczby charakterystycznej dla danego „miejsca” przebiegu sygnału analogowego. Groźne są natomiast przerwy (zaniki) w ciągu przesyłanych sygnałów (PCM), bowiem powodują one lukę w informacji o wartości sygnału analogowego. W celu przeciwdziałania zanikom stosuje się często – po stronie odbiorczej – odpowiednie korektory, które w momentach braku sygnału PCM odtwarzają przez pewien czas sygnał analogowy według zasady największego prawdopodobieństwa, w oparciu o „historię” tegoż sygnału, czyli jego wartości w okresie poprzedzającym.



Rys. 2. Schemat strukturalny urządzenia odbiorczego

Metoda cyfrowa transmitowania sygnałów ma same zalety i w zasadzie tylko dwie wady. Pierwsza z nich, to wyżej wspomniana wrażliwość na „zaniki” lub przerwy w transmisji sygnału. Druga wada to konieczność przeniesienia znacznie szerszego pasma częstotliwości. Częstość próbkowania musi być co najmniej dwukrotnie większa od największej częstotliwości przenoszonych, a więc w przypadku sygnałów akustycznych rzędu 50 kHz. Następny problem, to dokładność z jaką zamierza się określać wartość amplitudy w momencie próbkowania. Jeżeli wymagania określają tę dokładność na 8 poziomów, to wystarczy zastosowanie słów 3-bitowych (patrz rys. 1). Różniczenie 63 poziomów wymaga słów 6-bitowych. Transmisja z wysoką wiernością wymaga słów 16-bitowych. A więc ogólnie: im większa dokładność odwzorowania sygnału analogowego, tym szersze jest pasmo niezbędne do transmisji sygnałów PCM.

Stwierdzono, że do uzyskania dynamiki 6 dB jest potrzebny 1 bit w słowie, a więc przy słowie 16-bitowym dynamika transmitowanych sygnałów może wynosić aż 96 dB (taki jest więc odstęp sygnału użytecznego od poziomu szumów).

Przejdźmy do konkretnych przykładów zastosowania metody cyfrowej transmisji sygnałów akustycznych.

Brytyjskie towarzystwo BBC wspólnie z firmą amerykańską 3 M-Company opracowało magnetofon studyjny oparty na metodzie zapisu cyfrowego. Magnetofon ma 32 niezależne kanały zapisu i odtwarzania, przy czym zapis jest realizowany na taśmie magnetycznej o szerokości 25,6 mm (1 cal).

Podstawowe dane techniczne są następujące:

- charakterystyka częstotliwościowa – płaska w pasmie 30.....15 000 Hz (odchyłki nie większe niż 0,3 dB), a przy 20 000 Hz spadek nie przekracza 3 dB,
- stosunek sygnału użytecznego do szumów wynosi 90 dB lub więcej,
- współczynnik zawartości harmoniczných w pasmie 20...20 000 Hz nie przekracza 0,03%,
- prędkość przesuwu taśmy 115,2 cm/s (45"/s).

Warto zwrócić uwagę na następujące cechy magnetofonowego zapisu cyfrowego.

- Amplituda sygnałów PCM (impulsów) jest stała, więc nie ma obawy „przesterowania” taśmy i mogą być zapisywane

sygnały analogowe audycji o wielkiej dynamice – zbędne są kompresory dynamiki, limityry itd.

- Nie występuje „przekłopiowywanie” z jednego zwoju na następne w taśmie zwiniętej na szpuli, w stopniu mającym jakiegokolwiek znaczenie do prawidłowego odczytu sygnałów PCM.

- Przenoszenie zapisu z taśmy na taśmę, konieczne w technice studyjnej, w przypadku magnetofonów z zapisem sygnałów analogowych zwiększa szumy o 3 dB; przy zastosowaniu magnetofonów cyfrowych zapis może być przenoszony bez pogorszenia dynamiki.

- Nierównomierności prędkości przesuwu taśmy nie przenoszą się na odtwarzany sygnał analogowy, bowiem odczytywany sygnał PCM jest wprowadzany do rejestru (patrz rys. 2), w którego pamięci pozostaje przez pewien czas; odtworzenie sygnału analogowego jest oparte na częstotliwości zegara sterującego, który jest stabilizowany generatorem kwarcowym.

- Bardzo niekorzystne dla jakości odtwarzanego sygnału analogowego (audycji) są dziury w zapisie (tzw. „drop-outs”), które mogą powstać wskutek złego przylegania taśmy do głowicy, zabrudzenia taśmy lub wreszcie fabrycznych wad taśmy.

Opisany magnetofon studyjny jest wielkości małego biurka i kosztuje, przy produkcji w małych seriach, 150 000 dol. USA. Nie ma żadnych wątpliwości, że wszystkie studia wytwórni płyt gramofonowych i rozgłośnie radiofoniczne będą dążyły do wzbogacenia swego wyposażenia w studyjne magnetofony cyfrowe i to w ciągu kilku najbliższych lat.

Inną rewelację – w tym przypadku przeznaczoną w perspektywie dla szerokiego kręgu odbiorców indywidualnych – zdemonstrowała w Eindhoven firma Philips. Jest nią model gramofonu cyfrowego z płytą typu „compact”.

Zacznijmy od płyty. Ma ona średnicę 11,5 cm, a jej grubość wynosi zaledwie 1,1 mm. Jest gładka, bowiem jej powierzchnia jest pokryta przezroczystą warstwą plastiku, pod którą widać srebrzystą warstwę niosącą zapis sygnałów PCM. Ścieżka z zapisanym sygnałem biegnie spiralnie od środka krawędzi płyty, przy odstępach 1,6 μ m (tak – mikrometr!). Liczba obrotów wynosi początkowo około 500 na minutę i maleje do 215 obrotów na minutę, gdy miejsce odczytu zbliża się do krawędzi płyty – prędkość odczytu jest bowiem stała.

Odczytywanie zapisu jest czysto optyczne. Przesuwający się pod płytą laser oświetla płytę plamką o średnicy około 2 μ m. Światło odbite zmienia się w zależności od tego, czy pada na wgłębienie (o głębokości 1/4 długości fali światła lasera), czy na powierzchnię podstawową srebrzystej warstwy, będącej nośnikiem zapisu. Odpowiedni układ optyczny i półprzewodnikowy detektor światła odczytują sygnał PCM, przetwarzając go w postać elektryczną (z mechanicznej, w jakiej jest naniesiony na płytę). Dalsze przetworzenie w analogowy sygnał m.c.z. przebiega tak, jak to opisano wyżej.

Prawidłowe działanie tego gramofonu zależy m.in. od niezawodnej pracy trzech pomocniczych układów kontrolno-sterujących: układu właściwej zmiany prędkości obrotowej płyty, układu prowadzenia plamki świetlnej i optycznego układu odczytującego po świeżce oraz układu kompensacji nieuniknionego pionowego przesuwania się zapisu („sfalowanie” płyty i niedokładność jej zamocowania przy odczytywaniu).

Gramofon jest więc bogato „nadziany” elektronicznymi układami kontrolno-sterującymi. Parametry są zdumiewające:

- pasmo przenoszenia: 20...20 000 Hz,
- odstęp od szumów: większy od 85 dB,
- współczynnik zawartości harmoniczných: mniejszy od 0,05%,

- równomierność prędkości odtwarzania: zależna tylko od stałości pracy generatora kwarcowego,
- pojemność zapisu: 1 godzina audycji stereofonicznej (pojemność całej płyty wynosi $6 \cdot 10^3$ Mbitów i może być różnie wykorzystana zależnie od liczby kanałów).

Jeszcze kilka ciekawostek dotyczących proponowanego rozwiązania gramofonu z zapisem PCM.

Pojemność zapisu 200 „płyt-compact” jest w przybliżeniu równa pojemności zapisu 300 płyt konwencjonalnych (długogrających), ale ich objętość ma się jak 1 : 20, co nie jest bez znaczenia dla płytotek i zużycia materiałów.

Drobne porysowania powierzchni „płyty-compact” nie mają wpływu na zapis, który leży pod przezroczystą warstwą ochronną.

Przedstawiciele firmy Philips twierdzą, że koncepcja gramofonu nowego typu jest podporządkowana celowi – opracowania gramofonu domowego, który zastąpiłby obecnie używane gramofony elektryczne (ocenia się, że jest ich w użytkowaniu około 200 milionów). Płyta jest pomyślana jako uniwersalna zarówno do gramofonów domowych jak i samochodowych. Warto przy tym zwrócić uwagę na to, że opanowanie techniki produkcji opisanych płyt i urządzeń odczytujących może mieć wielkie znaczenie dla innych dziedzin techniki (informatyki, automatyki itd.), w których potrzebny jest pojemny, trwały nośnik zapisu danych cyfrowych.

Warto życzyć konstruktorom firmy Philips sukcesów w dalszej pracy – oby ich zamierzenia zostały uwieńczone masową produkcją tego nowego konkurenta kaset magnetofonowych. A więc na horyzoncie znowu płyta!

Przedstawione dwa przykłady wystarczająco wyjaśniają, w jakim kierunku zmierza wykorzystanie techniki cyfrowej do

transmisji sygnałów akustycznych. Ograniczymy się więc do kilku uwag końcowych wskazujących na znaczenie tej nowoczesnej metody przesyłania informacji.

Jak wiadomo, przesyłanie audycji w postaci sygnałów analogowych z rozgłośni radiofonicznej do innej krajowej rozgłośni lub nawet za granicę przedstawia wielkie trudności. Trudności te zwiększają się niepomiarnie przy przesyłaniu audycji stereofonicznych Hi-Fi. Dziesiątki lub nawet setki wzmacniaków pośredniczących, zniekształcenia fazowe, szумы i zakłócenia to brzemie, którego można się pozbyć za jednym zamachem przy przejściu na technikę cyfrową i przesyłanie sygnałów PCM. Prawda – tor transmisyjny musi być przystosowany do przenoszenia znacznie szerszego pasma częstotliwości. Nie jest to nieosiągalne przy obecnym stanie techniki (technika sieci kabli współosiowych, światłowodowy itd.). Warto zwrócić uwagę na to, że jeżeli transmisja sygnałów nie musi odbywać się z prędkością późniejszego odtwarzania, to można przesyłać sygnały PCM realizować wolniej, zważając pasmo częstotliwości i zapisując sygnały PCM na jakimś nośniku z późniejszym zwiększeniem prędkości przy ich przetwarzaniu w postaci sygnałów analogowych.

Technika cyfrowa doskonale nadaje się do konstruowania urządzeń opóźniających sygnał o pożądany okres czasu, do konstruowania czysto elektronicznych urządzeń pogłosowych i wielu innych zastosowań. Pojawia się również interesująca możliwość tworzenia sygnałów akustycznych drogą cyfrową za pomocą komputerów.

Postępy elektroniki półprzewodnikowej, które umożliwiają konstruowanie bardzo złożonych układów elektronicznych przy coraz mniejszym koszcie, stwarzają podstawy do szerokiego wprowadzenia techniki cyfrowej w elektroakustyce.

A.W.

RADIATORY

mgr inż. MACIEJ FESZCZUK

Radiatory są niezbędne do odprowadzania nadmiaru ciepła z nagrzewających się elementów półprzewodnikowych. Jako miarę skuteczności odprowadzania ciepła przez radiator przyjmuje się rezystancję termiczną radiator-otoczenie ($R_{th\ r-a}$).

Miedzy złączem elementu półprzewodnikowego a otoczeniem występuje szereg rezystancji termicznych, które decydują o wartości mocy strat, jaka może się wydzielić w elemencie w określonych warunkach.

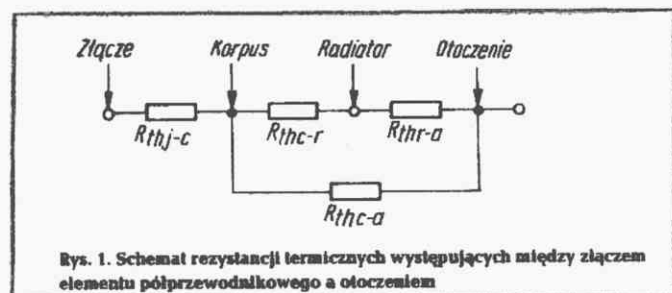
Na rysunku 1 przedstawiono schemat rezystancji termicznych występujących między złączem a otoczeniem, przy czym poszczególne składowe to:

$R_{th\ j-c}$ – rezystancja termiczna złącze-korpus elementu,

$R_{th\ c-r}$ – rezystancja termiczna korpus-radiator,

$R_{th\ r-a}$ – rezystancja termiczna radiator-otoczenie,

$R_{th\ c-a}$ – rezystancja termiczna korpus-otoczenie.



Ponieważ zwykle $R_{th\ c-a} \gg R_{th\ c-r} + R_{th\ r-a}$ można tę pierwszą pominąć i wówczas rezystancja termiczna złącze-otoczenie wyniesie:

$$R_{th\ j-a} = R_{th\ j-c} + R_{th\ c-r} + R_{th\ r-a} \quad (1)$$

Rezystancja termiczna złącze-korpus jest stałą konstrukcyjną elementu, na którą użytkownik nie ma wpływu, natomiast wartości pozostałych rezystancji można zmieniać w dość szerokich granicach.

Rezystancja termiczna korpus-radiator jest właściwie rezystancją termiczną styku, której wartość będzie najmniejsza w przypadku bezpośredniego zmontowania elementu na radiatorze z dodatkiem ewentualnie smaru silikonowego i będzie wzrastać, gdy zostaną zastosowane podkładki izolujące. Rezystancja termiczna radiator-otoczenie będzie zależała od rozmiarów powierzchni czynnej radiatora, jej barwy, kształtu, materiału z którego został wykonany radiator oraz sposobu jego ustawienia.

Ogólnie przyrost temperatury złącza elementu półprzewodnikowego będzie zależny od wartości wydzielanej w nim mocy i od rezystancji termicznej między złączem i otoczeniem zgodnie z wzorem:

$$T_j - T_a = P_c \cdot R_{th\ j-a} \quad (2)$$

Uwzględniając zależność (1) i (2) można wyznaczyć niezbędną rezystancję termiczną radiatora przy założonej mocy strat, temperaturze otoczenia i dopuszczalnej temperaturze złącza:

$$R_{th\ r-a} = \frac{T_j - T_a}{P_c} - R_{th\ j-c} - R_{th\ c-r} \quad (3)$$

Jako dopuszczalną temperaturę złącza dla tranzystorów krze-

nowych należy przyjąć 100...160°C, a dla tranzystorów germanowych 40...60°C.

Rezystancję termiczną między korpusem tranzystora a radiatorem dla kilku przypadków przedstawiono w tabelicy 1; dane te nie dotyczą jednak małych tranzystorów z radiatorami typu klipsowego, dla których rezystancja wzrasta do 40...60°C/W. Wartość rezystancji termicznej złącze-korpus jest podawana zwykle w katalogach, a w przypadkach braku danych może być ona wyznaczona z innych danych katalogowych na podstawie wzoru:

$$R_{th j-c} = \frac{T_{jmax} - T_c}{P_{Cmax}} \quad (4)$$

przy czym:

T_{jmax} – maksymalna dopuszczalna temperatura złącza,

P_{Cmax} – maksymalna moc strat przy określonej temperaturze korpusu,

T_c – temperatura korpusu, przy której określono maksymalną moc strat.

Tabela 1

Rezystancje termiczne między korpusem tranzystora a radiatorem w przypadku stosowania podkładek izolacyjnych

Rodzaj styku	$R_{th c-r}$ (°C/W)
Bez podkładki	0,2...0,5
Bez podkładki z dodatkiem smaru silikonowego	0...0,3
Z podkładką z oksydowanego AL	1,4...1,5
Z podkładką i ze smarem silikonowym	0...0,3
Z podkładką mikową 40 µm	2...2,5
Z podkładką ze smarem silikonowym	0,5...0,8

W przypadku stosowania radiatora płaskiego wymagana wartość powierzchni może być wyznaczona z wzoru:

$$S = \frac{1}{\lambda_T \cdot R_{th r-a}} \quad (5)$$

w którym: λ_T – współczynnik wymiany ciepła. Wartość tego współczynnika dla kilka materiałów podano w tabelicy 2.

Tabela 2

Wartości współczynnika wymiany ciepła dla kilku materiałów

Materiał	λ_T (W/cm²·°C)
Miedź	$1,43 \cdot 10^{-3}$
Al	$0,75 \cdot 10^{-3}$
Stal	$0,21 \cdot 10^{-3}$

Przykład 1.

Zaprojektować radiator płaski dla tranzystorów typu BD137 i BD138 sterujących tranzystorami mocy (patrz „Radioelektronik” nr 5/79 – Obliczanie wzmacniaczy mocy).

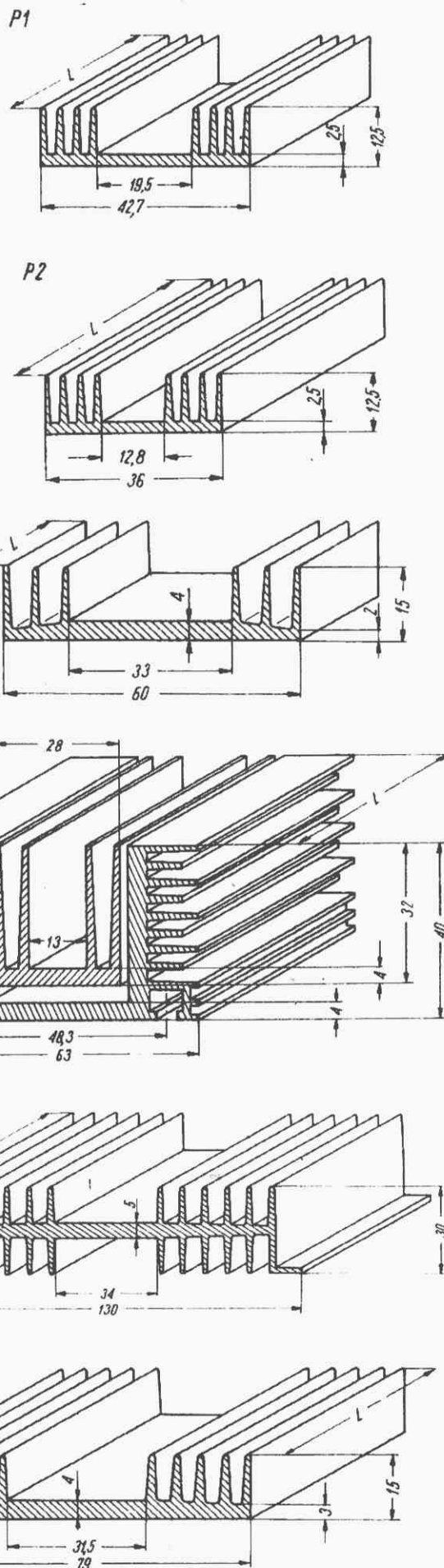
Założenia

1. Maksymalna moc strat $P_c = 1,5$ W
 2. Maksymalna temperatura otoczenia $T_a = 35^\circ\text{C}$
 3. Dopuszczalna temperatura złącza $T_j = 120^\circ\text{C}$
 4. Tranzystory będą mocowane przez podkładkę mikową z dodatkiem smaru silikonowego ($R_{th c-r} = 0,5^\circ\text{C/W}$)
 5. Rezystancja termiczna złącze-korpus dla tranzystorów typu BD137, BD138 wynosi 10°C/W
 6. Radiator będzie wykonany z płytki miedzianej ($\lambda_T = 1,43 \cdot 10^{-3}$)
- Zgodnie ze wzorem (3) wymagana rezystancja termiczna radiator-otoczenie wynosi:

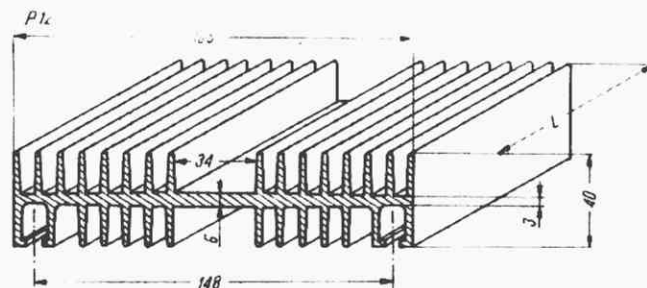
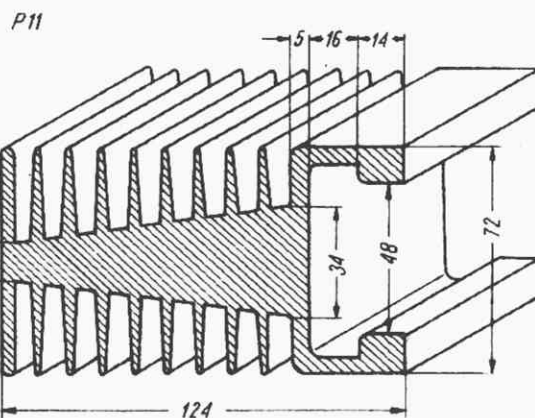
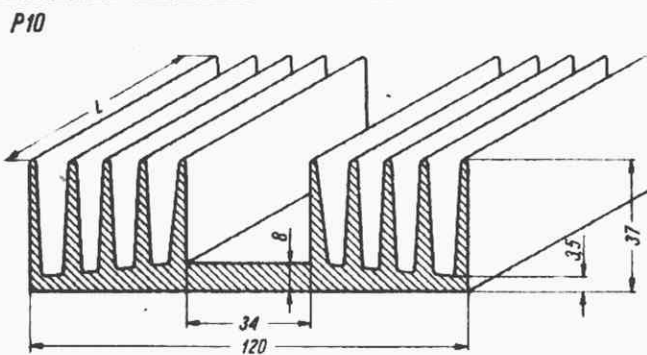
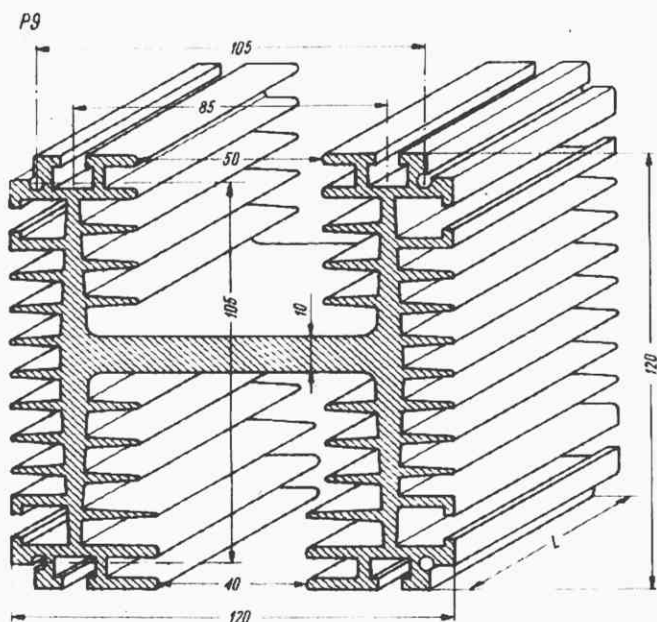
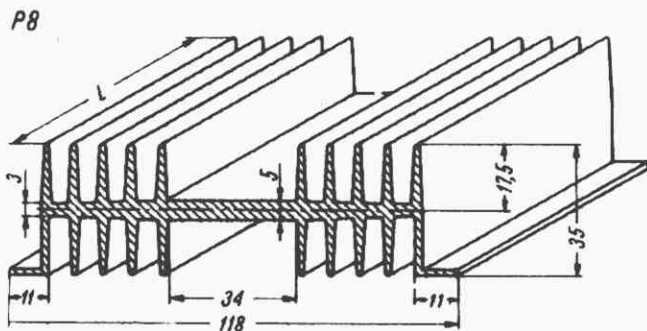
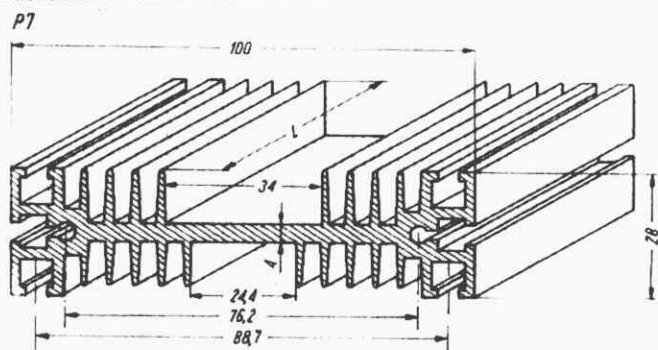
$$R_{th r-a} = \frac{T_j - T_a}{P_c} - R_{th j-c} - R_{th c-r} = \frac{120 - 35}{1,5} - 10 - 0,5 = 46^\circ\text{C/W}$$

Wymagana wartość powierzchni radiatora na podstawie zależności (5) wynosi:

$$S = \frac{1}{\lambda_T \cdot R_{th r-a}} = \frac{1}{1,43 \cdot 10^{-3} \cdot 46} = 15 \text{ cm}^2$$



Rys. 2. Profile radiatorów przystosowanych do obudów TO-3, TO-66 i podobnych.



Profile radiatorów przystosowanych do obudów T0-3, T0-66 i podobnych

W przypadku odprowadzania większych mocy stosuje się zwykle radiatory żebrowane; ponieważ obliczenie takiego radiatora jest dość skomplikowane z uwagi na konieczność uwzględnienia wielu czynników wpływających na skuteczność oddawania ciepła, podano przykłady wyznaczania potrzebnych parametrów na podstawie gotowych wykresów.

Ostatnio rozpowszechniają się radiatory będące odcinkami profili hutniczych. Koszt ich wytwarzania jest znacznie niższy w porównaniu z kosztem wykonania radiatorów metodą obróbki skrawaniem. Uwzględniając tę tendencję przedstawiono na rysunku 2 kilka profili, z których wykonuje się radiatory o odpowiedniej długości w zależności od wymaganej rezystancji termicznej i założonej mocy strat na podstawie załączonych wykresów (rys. 3a, b, c).

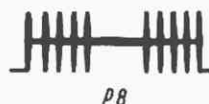
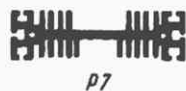
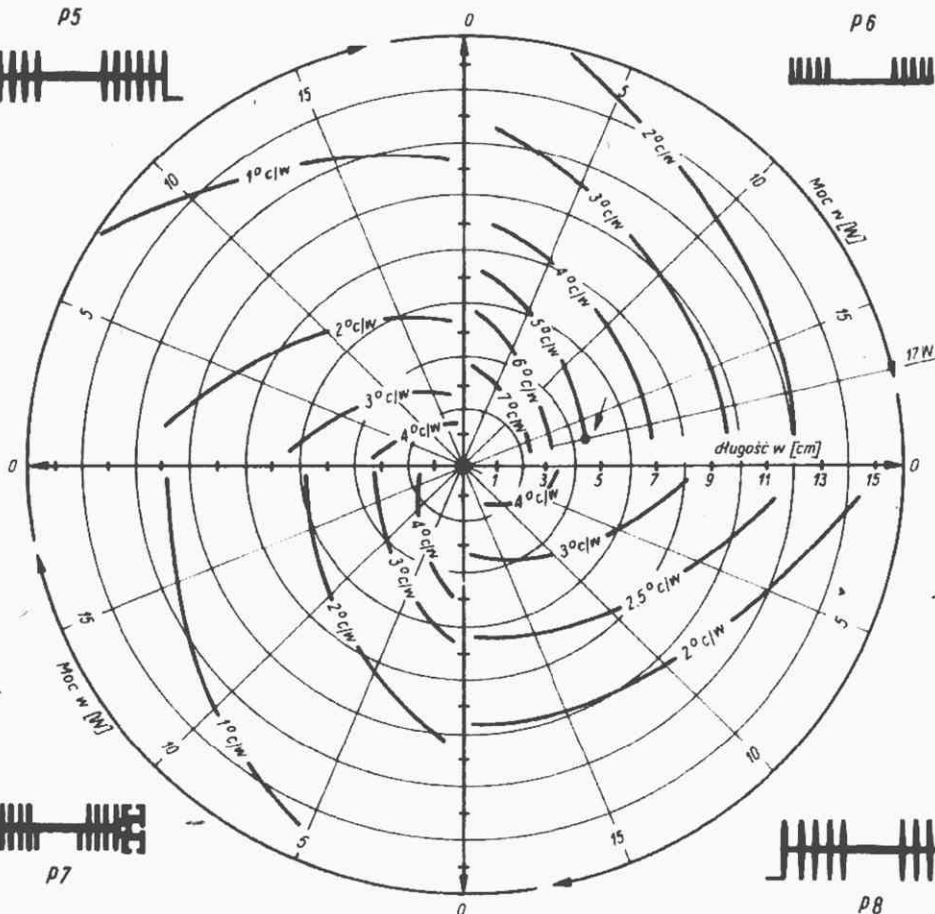
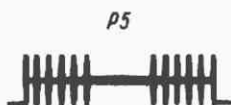
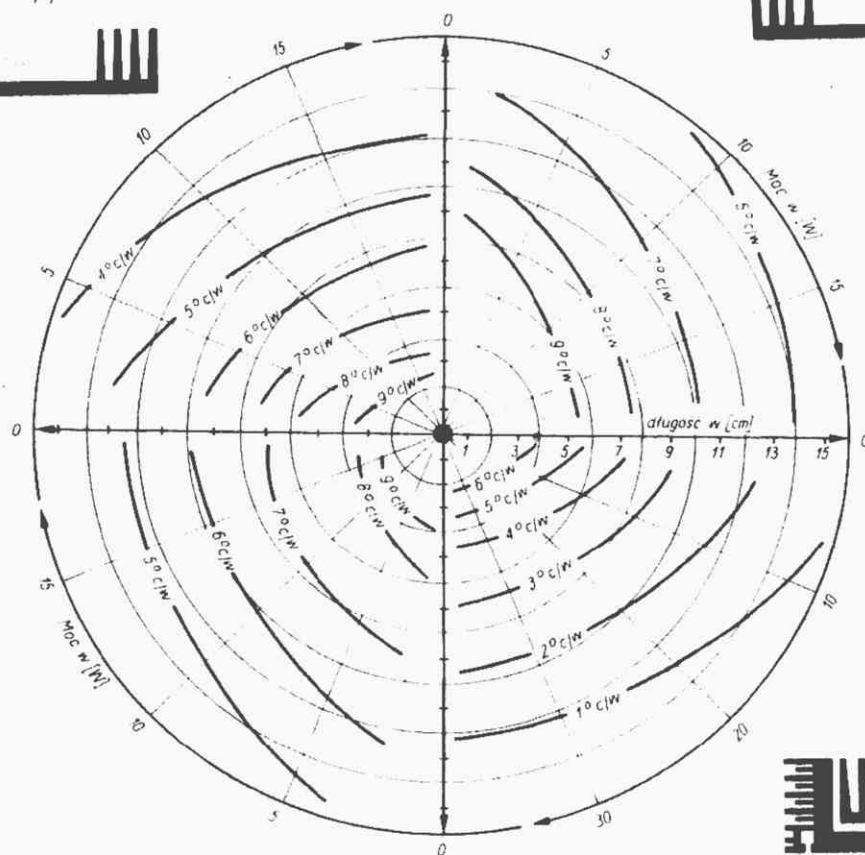
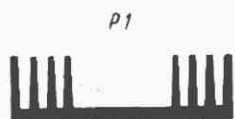
Każdy z wykresów ma postać krzywych izorezystancyjnych, naniesionych na zbiór koncentrycznych okręgów i wiąże ze sobą trzy wielkości: rezystancję termiczną radiatora, długość profilu i moc wydzielaną w radiatorze.

Długość radiatora z danego profilu odczytuje się na osiach

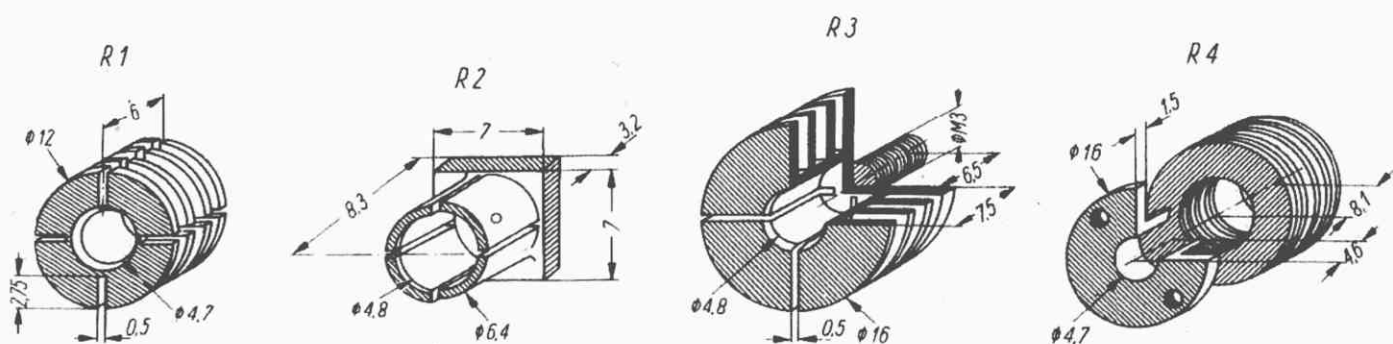
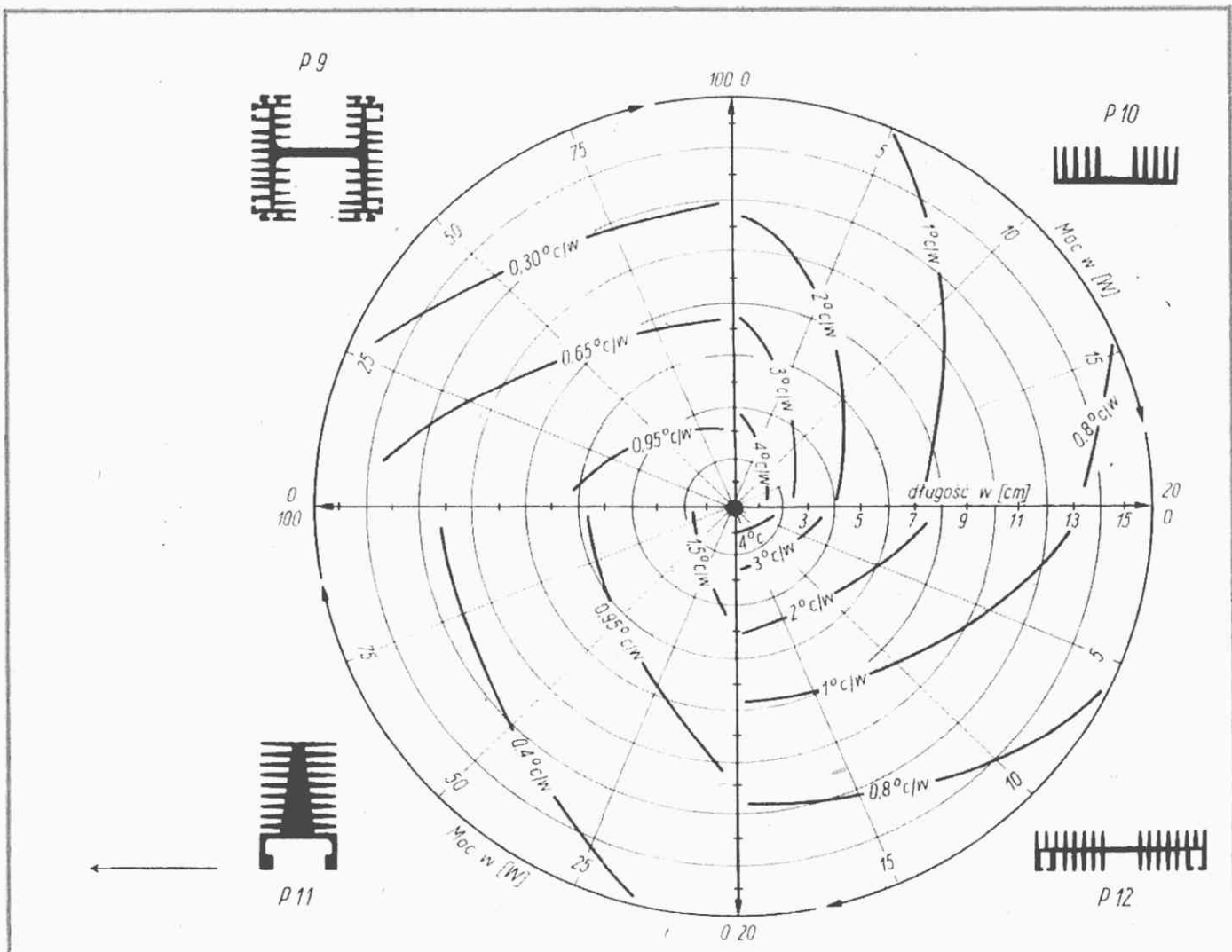
układu współrzędnych wykresu, natomiast moc została podana jako liniowa funkcja kąta zawartego między osią rzędną bądź odciętą, a prostą przechodzącą przez środek okręgu i dowolny punkt na wykresie.

Z wykresów należy korzystać następująco. Dla wymaganej rezystancji termicznej radiatora, wyznaczonej ze wzoru (3) oraz określonej mocy strat należy wybrać profil kształtki, następnie na odpowiednim wykresie, przez punkt przecięcia krzywej izorezystancyjnej odpowiadającej wyznaczonej rezystancji termicznej z półprostą wyznaczającą moc strat, należy poprowadzić okrąg koncentryczny z pozostałymi. Punkt przecięcia okręgu z osiami współrzędnych wyznacza wymaganą długość radiatora wykonanego z danego profilu.

U w a g a: Wykresy z rys. 3a, b, c wykonano dla profili aluminiowych, ustawionych pionowo, poczernionych przez utlenianie anodowe i przy temperaturze otoczenia 25°C. Dlatego, jeśli zakładane warunki odbiegają od podanych, należy przyjąć pewien współczynnik bezpieczeństwa, zwiększając długość radiatora o 30...50%.



Rys. 3. Wykresy izoreslancyjne dla profili P1...P4, P5...P8, P9...P12



Rys. 4. Radiatory przystosowane do obudów TO-18

Przykład 2.

Zaprojektować radiator żebrowany dla tranzystorów wyjściowych wzmacniacza mocy.

Założenia

1. Maksymalna moc strat $P_C = 17$ W
2. Maksymalna temperatura otoczenia $T_a = 35^\circ\text{C}$
3. Dopuszczalna temperatura złącza $T_j = 160^\circ\text{C}$
4. Tranzystory będą mocowane przez podkładkę izolacyjną z miki z dodatkiem smaru silikonowego ($R_{th\ c-r} = 0,8\ \text{C/W}$)
5. Rezystancja termiczna złącze-korpus dla tranzystora 2N3055 $R_{th\ j-c} = 1,5^\circ\text{C/W}$.

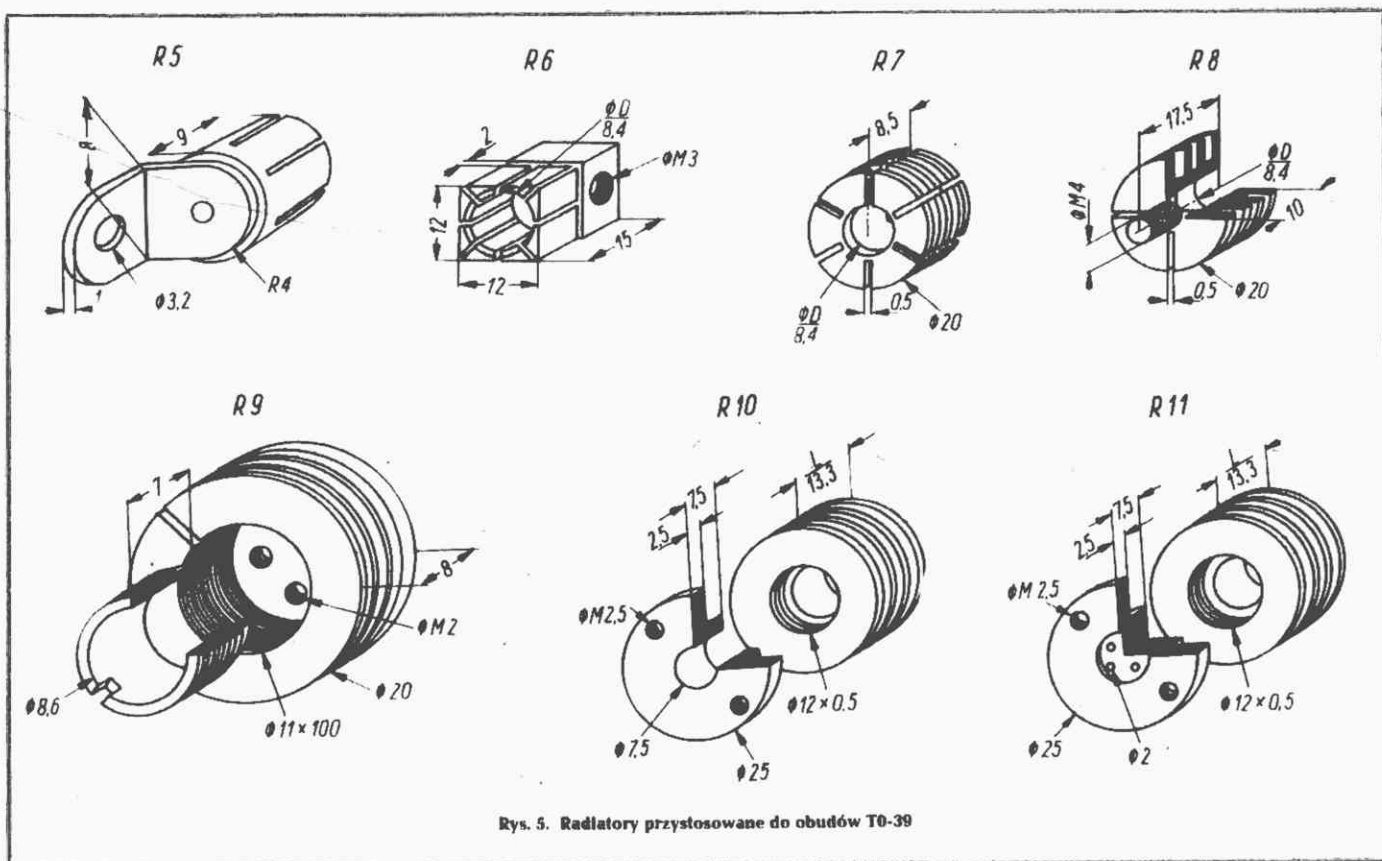
$$R_{th\ j-a} = \frac{T_j - T_a}{P_C} = R_{th\ j-c} + R_{th\ c-r} = \frac{160 - 35}{17}$$

$$1,5 + 0,8 = 5^\circ\text{C/W}$$

Jako radiator zastosowano kształtkę o profilu P6, której długość wyznaczono korzystając z wykresu podanego na rys. 3b. Wymagana długość kształtki wynosi wg wykresu około 4,5 cm. Uwzględniając uwagę odnośnie warunków pracy przyjęto długość kształtki równą 6 cm.

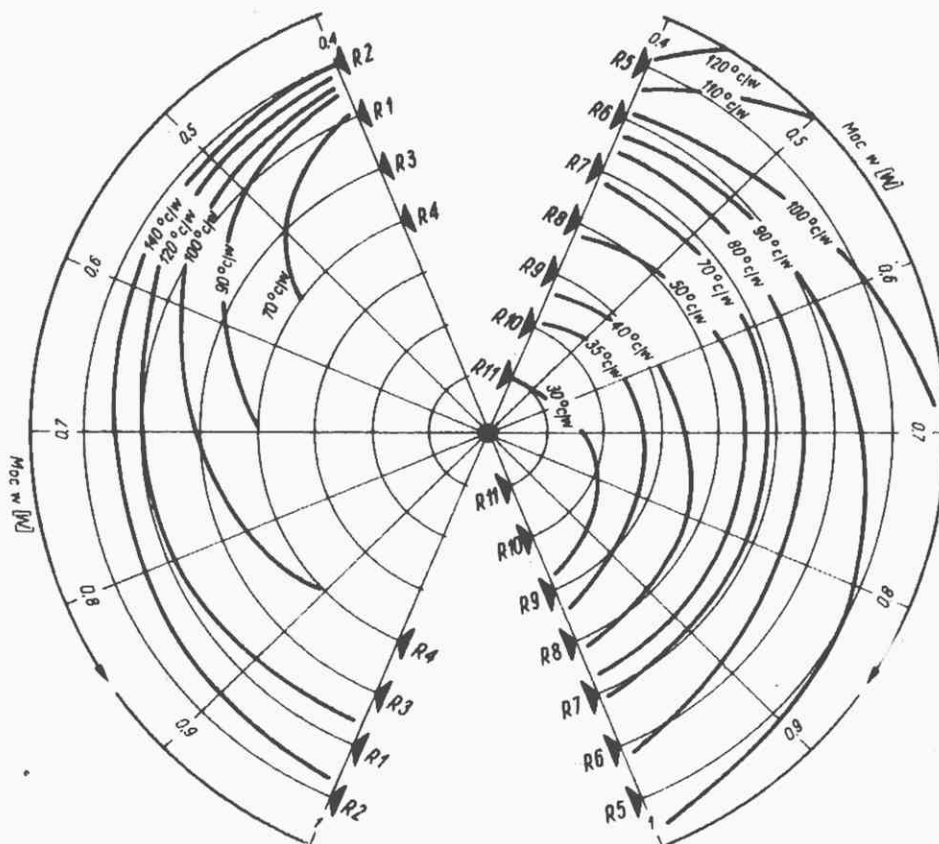
W razie konieczności stosowania radiatorów na tranzystory w obudowach okrągłych TO-18 (BC107) lub TO-39 (BC211) przedstawiono na rys. 6 podobny wykres z tym, że dla określo-

Na podstawie wzoru (3) można napisać:



nej rezystancji termicznej i określonej mocy strat wybiera się gotowy typ radiatora z podanych na rys. 4 i 5. W przypadku radiatorów o innych niż podano w artykule kształtach i wymiarach można korzystać z podanych wykre-

sów, wybierając radiator najbardziej podobny do posiadanego i stosując odpowiedni zapas w celu zapewnienia wystarczającego chłodzenia.



Rys. 6. Wykresy izorezystancyjne dla radiatorów przystosowanych do obudów T0-18 i T0-39

WZMACNIACZ HI-FI 2×20 W

mgr inż. CEZARY RUDNICKI

Opis niniejszy dotyczy wzmacniacza stereo-fonicznego wysokiej jakości przeznaczonego do współpracy z gramofonem elektrycznym z magnetyczną wkładką adapterową (gramofon G 601 lub „Daniel” produkcji ŁZR FONICA albo inny). Wzmacniacz może współpracować – po odpowiedniej adaptacji układu wejściowego – z magnetofonem, tunerem lub gramofonem z adapterem piezoelektrycznym.

Opisany niżej wzmacniacz mocy może być sterowany ze wzmacniacza wstępnego, bądź z dowolnego, innego wzmacniacza wstępnego, tunera lub magnetofonu dającego na wyjściu napięcie o wartości co najmniej 1,5 V, a mającego impedancję wyjściową (wewnętrzna) mniejszą od 600 Ω .

WZMACNIACZ WSTĘPNY O REGULOWANEJ CHARAKTERYSTYCE CZĘSTOTLIWOŚCI

Schemat wzmacniacza wstępnego przedstawiono na rys. 1. Wzmacniacz ten zawiera układ korekcji charakterystyki zapisu płytowego wg ogólnie przyjętej normy (zalecenia RIAA przyjęte również w normach DIN i krajowych) oraz umożli-

wia regulację przebiegu charakterystyki częstotliwości i regulację wzmocnienia układu.

Człon wejściowo-korekcyjny wzmacniacza wstępnego składa się z dwóch stopni tranzystorowych (T1, T2) objętych pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego zawierającą dwa szeregowo połączone ogniwa RC (R3-C7 i R4-C6). Sprężenie ujemne kształtuje charakterystykę stopnia wejściowego.

Jako T1 w stopniu wejściowym należy stosować tranzystor małoszumny (BC109 C, BC149C lub BC413).

Szumy wzmacniacza wstępno-korekcyjnego zależą w pewnym stopniu od rezystancji źródła sterującego; są one najsłabsze przy rezystancji źródła 4...20 k Ω .

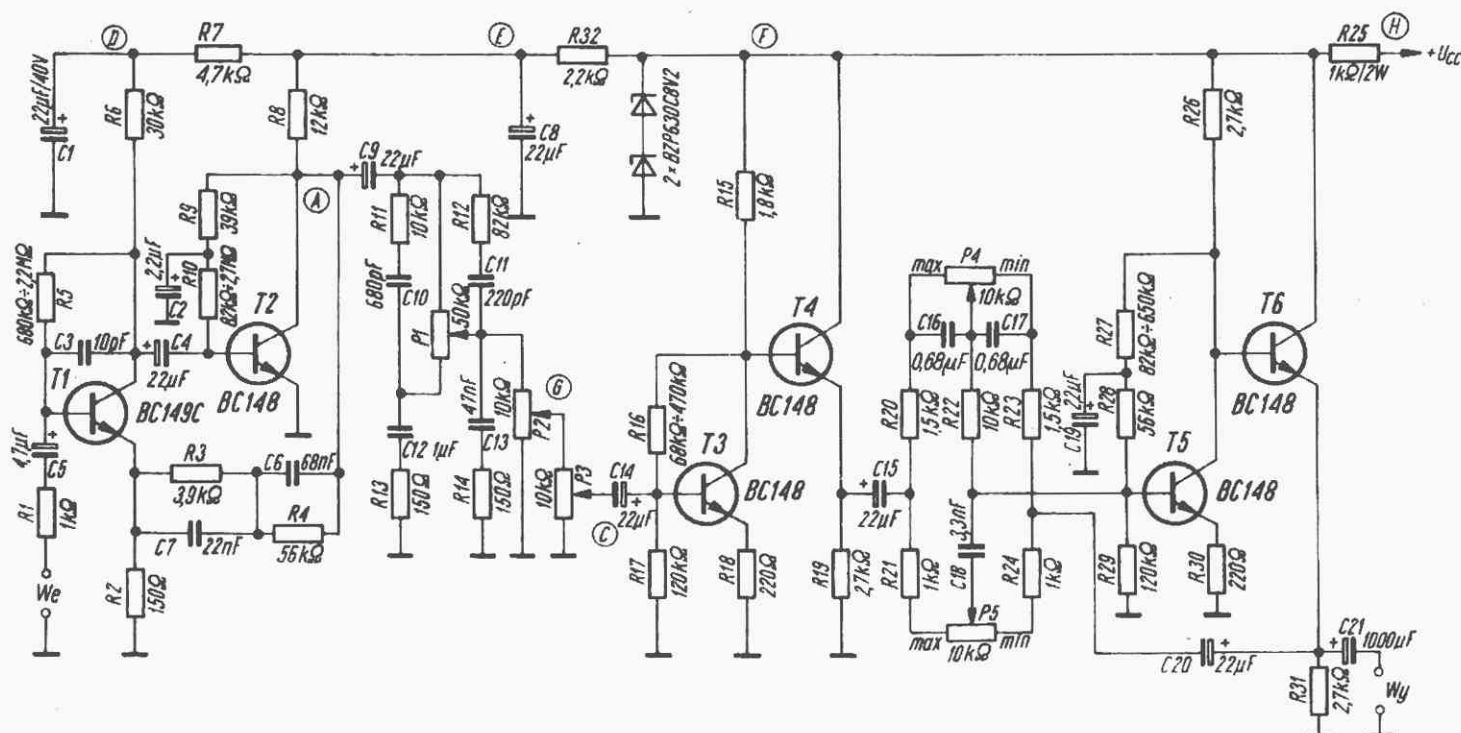
Zespół elementów RC przyłączony do obwodu kolektorowego tranzystora T2 kształtuje charakterystykę częstotliwości w ten sposób, że tłumione są pośrednie częstotliwości akustyczne w stosunku do małych i wielkich częstotliwości pasma akustycznego. Gdy zestyk potencjometru P1 znajduje się w górnym położeniu (B), to charakterystyka częstotliwościowa jest płaska; natomiast przesunięcie suwaka na przeciwny kraniec powoduje osłabienie średnich częstotliwości.

Z potencjometru P1 sygnał jest doprowadzany do potencjometru P2, który służy do wstępnego wyregulowania wzmocnienia tak, aby przy regulacji napięcia wyjściowego całego wzmacniacza wstępnego, za pomocą potencjometru P3, dołączony wzmacniacz mocy nie był przesterowywany.

Sygnał otrzymywany na ślizgaczu potencjometru P3 (C) jest doprowadzony do bazy tranzystora T3, a następnie z kolektora tranzystora T3 do bazy wtórnika emiterowego – tranzystora T4. Użycie wtórnika emiterowego daje małą rezystancję wyjściową, konieczną dla właściwego działania układu regulacji charakterystyki częstotliwościowej.

Układ do regulacji charakterystyki częstotliwościowej należy do tzw. regulatorów aktywnych; zespół elementów regulacyjnych RC jest włączony w pętlę sprzężenia zwrotnego wzmacniacza z tranzystorami T5 i T6. Sygnał sprzężenia zwrotnego jest doprowadzony z wyjścia do miejsca połączenia rezystorów R23 i R24.

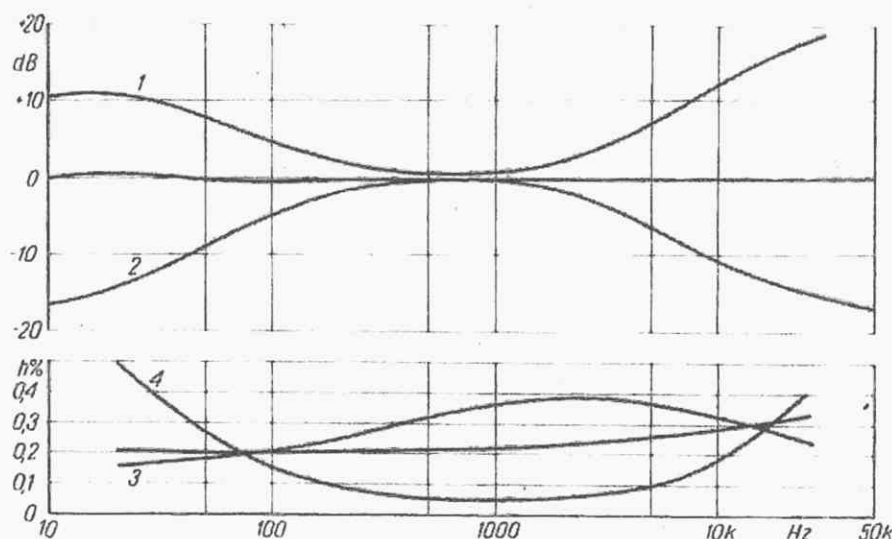
Tranzystor T6 pracuje w układzie wtórnika emiterowego, co zapewnia małą wartość rezystancji wyjściowej wzmacniacza wstępnego.



Rys. 1. Schemat wzmacniacza wstępnego

Potencjometr P4 umożliwia regulację charakterystyki przy częstotliwościach mniejszych od 500 Hz, w zakresie ± 10 dB przy 30 Hz. Natomiast P5 wpływa na częstotliwość większe od 1 kHz zmieniając przebieg charakterystyki częstotliwościowej o -12 dB przy 10 kHz i -16 dB przy 20 kHz (rys. 2).

Rezystory R3 i R4 oraz kondensatory C6 i C7 zmontowano poza płytką montażową, przy przełączniku włączającym w obwód wzmacniacza bądź te wszystkie elementy RC (R3, R4, C6 i C7), bądź tylko rezystory R3 i R4. W pierwszym przypadku uzyskuje się charakterystykę korekcyjną zapisu płytowego, zaś w drugim – charakterystykę płaską.



Rys. 2. Charakterystyki wzmacniacza wstępnego

1 i 2 – charakterystyki częstotliwościowe przy krańcowych położeniach potencjometrów P4 i P5; 3 i 4 – charakterystyki współczynnika zawartości harmonicznych „h” w zależności od położenia potencjometrów P4 i P5 (krzywa 3 odpowiada ustawieniu potencjometrów wg charakterystyki 1)

Pomiary wzmacniacza wstępnego przeprowadzono po obciążeniu wyjścia rezystorem o wartości 2,7 k Ω , włączonym za pomocą kondensatora sprzęgającego o pojemności 1000 μ F. Wartość 2,7 k Ω jest zbliżona do rezystancji wejściowej wzmacniacza mocy. Całkowite wzmocnienie napięciowe „wejscie-wyjście” wynosi około 44 dB, z czego około 14 dB uzyskuje się w układzie do regulacji charakterystyki częstotliwościowej, a około 30 dB w układzie wejściowo-korekcyjnym (częstotliwość 1000 Hz).

Największe dopuszczalne napięcie sygnału na bazie tranzystora T1 wynosi około 10 mV, natomiast napięcie wyjściowe wynosi około 2 V.

Współczynnik zawartości harmonicznych wzmacniacza nie przekracza 0,4% przy dowolnym ustawieniu potencjometrów P4 i P5.

Wzmacniacz wstępny jest zasilany napięciem stabilizowanym o wartości 50 V. Całkowity pobór prądu wynosi ok. 30 mA, z czego 14 mA pobiera lokalny stabilizator wzmacniacza wstępnego (diody Zenera), a 16 mA pobierają stopnie wzmacniacza. Pomiar natężenia prądu przeprowadzono w miejscu H.

Na rysunku 3 przedstawiono płytkę montażową wzmacniacza wstępnego. Rysunek 3a przedstawia widok obwodu drukowanego od strony folii miedzianej, zaś rys. 3b przedstawia rozmieszczenie elementów.

WZMACNIACZ MOCY

Moc wyjściowa wzmacniacza wynosi 15...20 W.

Obciążenie wzmacniacza powinno mieć impedancję znamionową o wartości 10...15 Ω .

Do wejścia powinien być doprowadzony sygnał o napięciu około 1,5 V. Rezystancja wejściowa wzmacniacza wynosi około 2700 Ω .

Pasmo przenoszenia wzmacniacza mocy przy spadku wzmocnienia o 3 dB wynosi od 5 Hz do 400 kHz (bez kondensatora C3). Współczynnik zawartości harmonicznych nie przekracza 0,4% przy mocy wyjściowej 5 W.

Sprawność układu przy pełnym wystrojeniu wynosi około 65%.

Schemat ideowy wzmacniacza przedstawiono na rysunku 4.

Warunki pracy tranzystorów mocy (końcowych) są stabilizowane za pomocą diod (wartości prądu spoczynkowego) oraz za pomocą ujemnego sprzężenia zwrotnego (stabilizacja napięcia stałego na wyjściu). Napięcie stałe w miejscu „A” ma wartość bliską 25 V przy zasilaniu wzmacniacza napięciem 50 V. Rezystory R12 i R13 o wartościach 0,5 Ω zastosowano dla poprawienia liniowości charakterystyk tranzystorów stopnia końcowego w zakresie dużych prądów.

Zespół tranzystorów T2, T3, T4, T5 jest równoważny parze komplementarnej

tranzystorów dużej mocy, z których jeden (n-p-n) jest włączony między zacisk zasilania i miejsce „A”, a drugi (p-n-p) między miejsce „A” i masę układu.

Zadaniem stopnia sterującego z tranzystorem T1 jest dostarczenie do stopnia wyjściowego napięcia zmiennego o amplitudzie wystarczającej do jego wzbudzenia oraz wytworzenie napięcia stałego do polaryzacji baz tranzystorów T2 i T3.

Napięcie stałe do polaryzacji baz T2 i T3 uzyskuje się za pomocą trzech diod krzemowych D1, D2 i D3 włączonych w obwód kolektora tranzystora T1. Napięcie to jest praktycznie niezależne od wartości przepływającego przez te diody prądu. Jedną z diod jest zbocznikowana rezystorem o wartości tak dobranej, że prąd spoczynkowy tranzystorów mocy wynosi 20 mA. Wybór wartości prądu spoczynkowego jest zagadnieniem bardzo istotnym. Zbyt wielka wartość prądu spoczynkowego powoduje, że sprawność układu jest mała, a tranzystory T4 i T5 są obciążone termicznie. Natomiast mała wartość prowadzi do powstania tzw. zniekształceń skrośnych, objawiających się szczególnie przy małych wartościach sygnałów wyjściowych, co niezwykle obniża walory wzmacniacza.

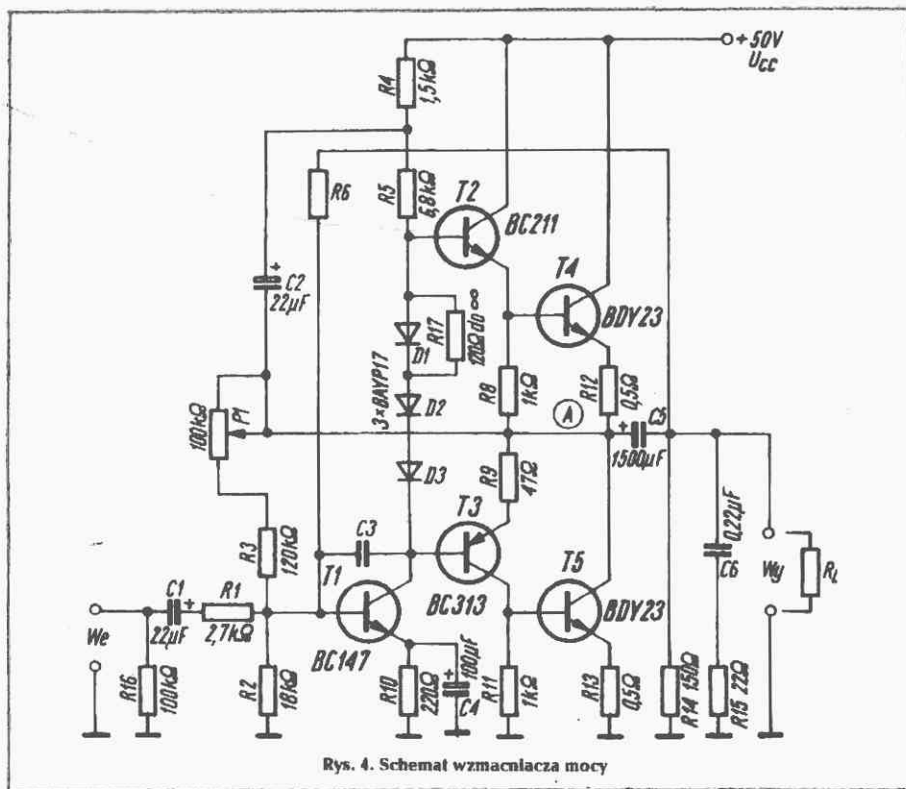
W opisanym wzmacniaczu zniekształcenia skrośne zmniejszane są trzema sposobami:

- przez odpowiedni dobór prądu spoczynkowego,
- przez zastosowanie silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego,
- dzięki sterowaniu tranzystorów T2 i T3 z źródła stałoprądowego (dynamicznego).

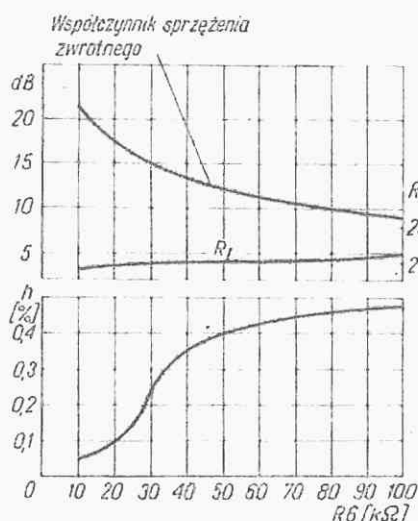
Sterowanie tranzystorów T2 i T3 zrealizowano w układzie zwanym „bootstrap”. Rezystor w obwodzie kolektora T1 jest podzielony na dwie części (R4, R5), a do miejsca środkowego jest doprowadzony sygnał z wyjścia wzmacniacza za pomocą kondensatora o wielkiej pojemności.

Napięcie stałe na wyjściu wzmacniacza („A”) ma wartość około 25 V; wartość ta nie powinna zmieniać się pod wpływem jakichkolwiek czynników zewnętrznych. Jest to jeden z warunków uzyskania dużej mocy wyjściowej przy małych zniekształceniach. Stabilizację tego napięcia osiąga się dzięki zastosowaniu ujemnego sprzężenia zwrotnego (dla składowej stałej). Sprzężenie zwrotne obejmuje cały wzmacniacz końcowy, od miejsca „A” (przez rezystor R3 i potencjometr nastawny P1) do bazy tranzystora T1.

W układzie zastosowano również sprzężenie zwrotne dla przebiegów zmiennych: z wyjścia wzmacniacza przez rezystor R6 do bazy T1. Wartość tego rezystora określa współczynnik sprzężenia zwrotnego.



Rys. 4. Schemat wzmacniacza mocy

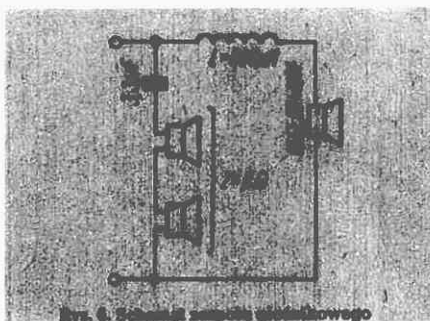


Rys. 5. Zależność współczynnika zawartości harmonicznych i impedancji wejściowej wzmacniacza mocy od rezystancji R6 i pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego (częstotliwość 1000 Hz)

Na rysunku 5 przedstawiono zależność współczynnika zawartości harmonicznych i impedancji wejściowej wzmacniacza mocy od wartości rezystora R6. Z wykresów widać, że przy wartości R6 równej 33 kΩ uzyskuje się wystarczająco małe zniekształcenia przy dość dużej czułości; taką wartość zastosowano w omawianym układzie.

W pewnych przypadkach konieczne jest ograniczenie pasma przenoszenia wzmacniacza. Zmniejsza to podatność na wzbudzenie się przy wielkich częstotliwościach, co może być spowodowane szkodliwymi sprzężeniami montażowymi. Dla zwężenia pasma przenoszenia należy włączyć kondensator C3 między kolektor i bazę T1. Pojemność tego kon-

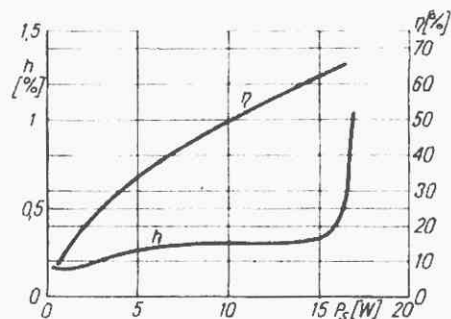
densatora może wynosić 15...47 pF bez pogorszenia jakości wzmacniacza. Odłączenie obciążenia od wzmacniacza w czasie pracy może spowodować trwałe uszkodzenie tranzystorów wyjściowych. Jedną z przyczyn tego może być upływność kondensatora C5. Dla uniknięcia tej ewentualności przyłączono do wyjścia rezystor R14. Wybrana wartość 150 Ω zmniejsza użyteczną moc wyjściową o 10%, ale zabezpiecza tranzystor mocy przed skutkami odłączenia obciążenia. Przy współpracy wzmacniacza z zespołem głośników impedancja obciążenia zmienia się dość znacznie. Może to być przyczyną niestabilnej pracy wzmacniacza. Aby temu zapobiec przyłączono do wyjścia wzmacniacza elementy C6 i R15, kompensujące częściowo zwiększanie się impedancji zespołu głośnikowego przy większych częstotliwościach.



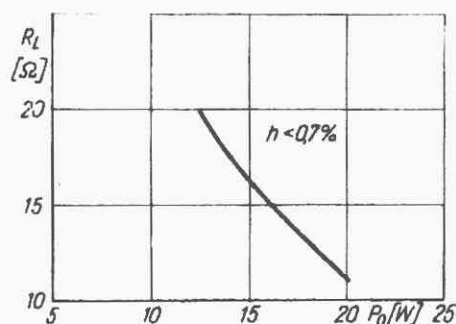
Rys. 6. Schemat zespołu głośnikowego

Przykład rozwiązania zespołu głośników przedstawiono na rys. 6. Cewka L ma indukcyjność około 800 µH, kondensator ma pojemność 3,3 µF, co daje w efekcie równy podział mocy między głośnikami przy częstotliwości 3 kHz. Zamiast jedne-

go głośnika niskotonowego 15 Ω można zastosować również dwa głośniki o impedancji 8 Ω połączone szeregowo. Na rysunku 7 przedstawiono za pomocą krzywych sprawność i współczynnik zawartości harmonicznych wzmacniacza mocy w zależności od mocy wyjściowej przy częstotliwości 1000 Hz i obciążeniu 15 Ω.



Rys. 7. Charakterystyki przedstawiające sprawność energetyczną (η) i współczynnik zawartości harmonicznych „h” wzmacniacza mocy w zależności od występowania (częstotliwość 1000 Hz, obciążenie 15 Ω)



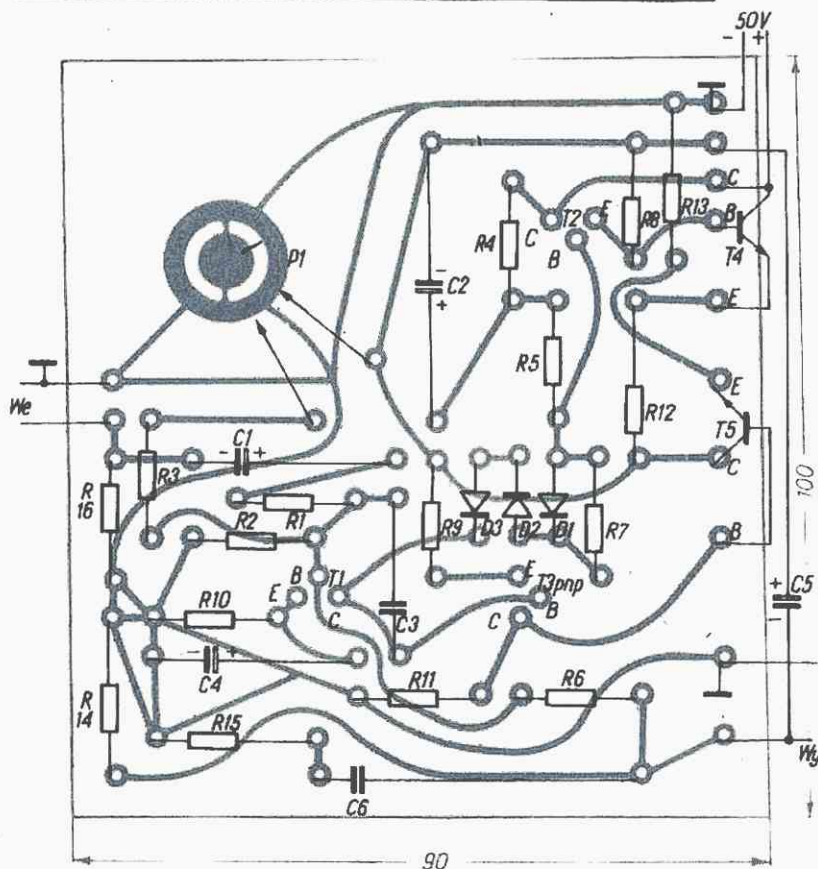
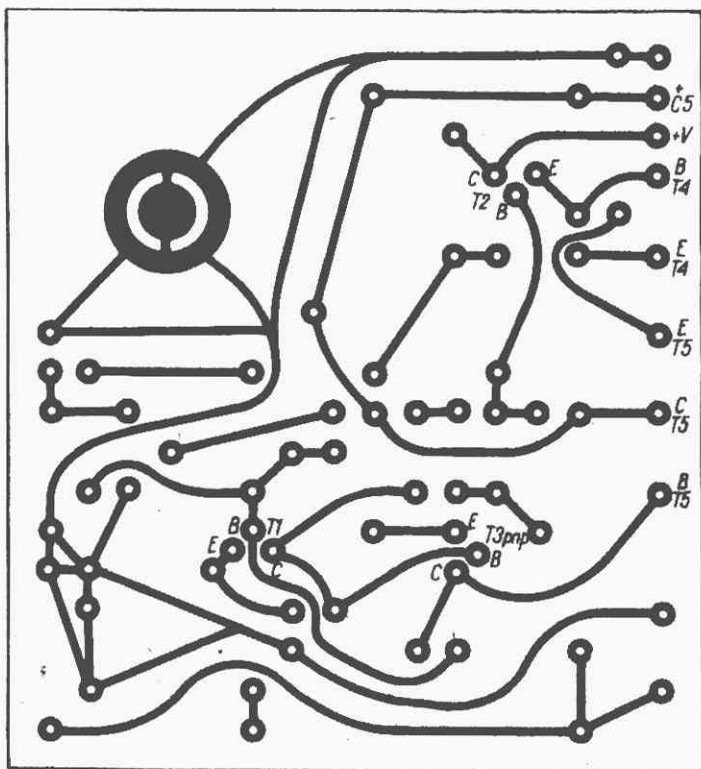
Rys. 8. Zależność mocy wyjściowej od rezystancji obciążenia wzmacniacza mocy przy współczynniku zawartości harmonicznych nie większym niż 0,7% (częstotliwość 1000 Hz, napięcie zasilające 50 V)

Na rysunku 8 przedstawiono maksymalną moc, jaką może dostarczać wzmacniacz przy różnych wartościach rezystancji obciążenia, współczynnika zawartości harmonicznych 0,7% i częstotliwości 1000 Hz.

Do wzmacniacza można przyłączyć zespół głośnikowy o impedancji 8 Ω, lecz dopuszczalna moc oddawana przez wzmacniacz do obciążenia nie powinna wówczas przekraczać 12...15 W ze względu na pogorszenie warunków pracy przyjętych za znamionowe.

Przesunięcie fazowe między napięciem wyjściowym a wejściowym, przy rezystancji R6 równej 33 kΩ jest b. małe i zmienia się w granicach $\pm 8^\circ$ w zakresie częstotliwości od 20 Hz do 40 kHz (kondensator C3 odłączony).

Na rysunku 9 przedstawiono płytkę drukowaną wzmacniacza mocy widzianą od strony folii miedzianej. Kondensator C5,



Rys. 9. Płytki montażowa wzmacniacza mocy

z uwagi na jego znaczne wymiary, został umieszczony poza płytką drukowaną. Podobnie poza płytką, na radiatorze są umieszczone tranzystory T4 i T5. Tranzystory mocy należy zamontować na radiatorach o wymiarach $70 \times 70 \times 2$ lub większych w pozycji pionowej.

Po zmontowaniu wszystkich elementów na płytce drukowanej i połączeniu ich

z kondensatorem C5 i tranzystorami mocy, boczniuje się diodę D1 rezystorem o małej wartości i reguluje za pomocą potencjometru P1 napięcie stałe na wyjściu do wartości 25 V („A”). Następnie dobiera się wartość rezystora R7 – równoległego do D1 – tak, aby prąd spoczynkowy tranzystorów końcowych wynosił 20 mA. Wartość tego prądu jest zależna od temperatury tranzystorów i diod.

Jeżeli dysponujemy dobrym miernikiem współczynnika zawartości harmonicznych, to optymalną wartość prądu spoczynkowego można ustalić kierując się najmniejszymi zniekształceniami przy mocy rzędu 0,5...1 W.

W razie wzbudzenia się wzmacniacza należy zwiększyć wartość pojemności kondensatora C3 i obciążyć wyjście kondensatorem 470...1500 pF (równoległe do rezystora R14).

Napięcie stałe w miejscu „A” może nieco odbiegać od wartości równej 0,5 napięcia zasilającego (dopuszcza się odchyłkę ± 1 V).

ZASILACZ STABILIZOWANY

Zasilacz służy do zasilania dwóch uprzednio omówionych wzmacniaczy mocy i dwóch wzmacniaczy wstępnych lub jednego kompletnego zestawu stereofonicznego.

Stosowanie stabilizowanego napięcia zasilania umożliwia uzyskanie pełnej mocy wyjściowej bez narażania tranzystorów na możliwość uszkodzeń przy wahanach napięcia sieci.

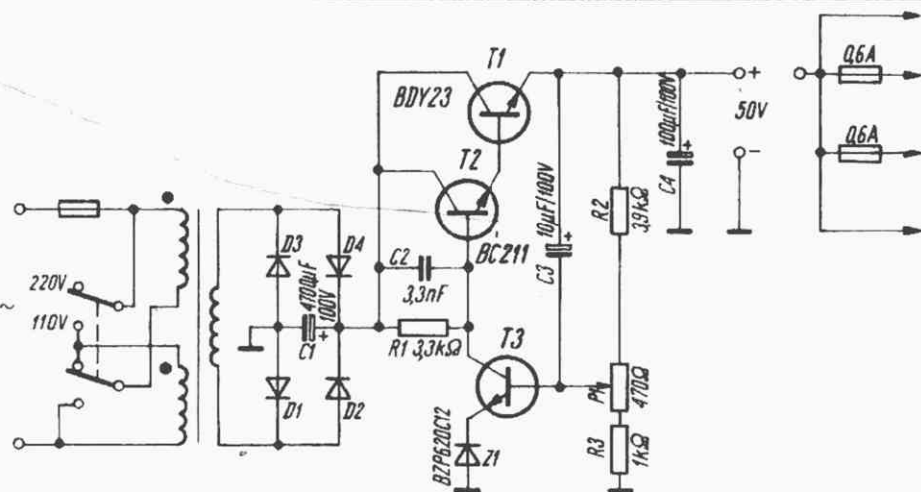
Na rysunku 10 przedstawiono zasadę pracy konwencjonalnego zasilacza stabilizowanego¹⁾.

Tranzystory T1 i T2 w układzie Darlingtona stanowią szeregowy element regulacyjny, połączony z wyjściem wzmacniacza błędów z tranzystorem T3. W obwodzie emitera T3 jest włączona dioda Zenera o napięciu 12 V, natomiast baza T3 jest sterowana z dzielnika napięcia wyjściowego regulowanego potencjometrem P1. Kondensator C1 filtruje napięcie wyprostowane przez mostek złożony z diod D1 do D4, kondensator C2 zapobiega wzbudzeniom, natomiast C3 polepsza stabilność zasilacza.

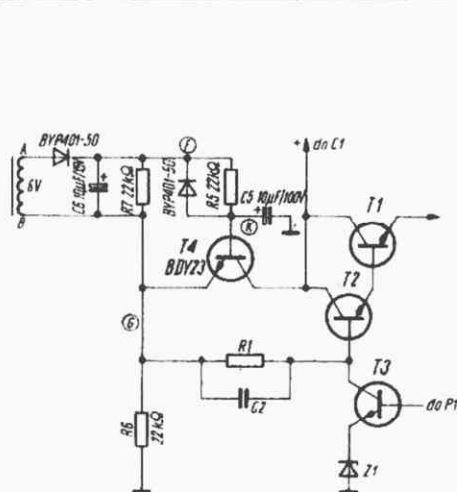
Po włączeniu do sieci układu przedstawionego na rys. 10 następuje bardzo szybki wzrost („skok”) napięcia wyjściowego, co objawia się głośnym „stukiem” w głośnikach. Dla uniknięcia tego można zastosować układ pomocniczy wg schematu z rys. 11.

Napięcie do tego układu jest pobierane z dodatkowego uzwojenia na transformatorze głównym, bądź z dodatkowego transformatora przyłączonego równolegle. Napięcie stałe po wyprostowaniu wynosi około 8 V; napięciem tym przez rezystor R5 jest ładowany kondensator C5; prąd ładowania ma wartość około 0,4 mA i ładuje kondensator C5 z prędkością około 40 V/s. Prąd ładowania pozostaje stały, ponieważ w miarę ładowania kondensatora C5 wzrasta potencjał miejsca „K”, a potencjał miejsca „G” zmienia się w tym samym kierunku. Prąd w rezysto-

¹⁾ Budowa podobnego zasilacza jest opisana dokładniej w „RiK” nr 1/1978, str. 20.



Rys. 10. Schemat zasilacza stabilizowanego



Rys. 11. Dodatkowy układ do „ciężego” włączenia wzmacniacza

rze R5 ma natężenie prawie stałe, aż do momentu nasycenia tranzystora T4. Zasilacza pracuje od tego momentu tak, jakby tranzystor T4 był zwarty, a zatem tak, jak w układzie z rys. 10. Narastanie napięcia zasilacza jest liniowe i trwa około 1,2 s; daje to w efekcie ograniczenie prądu ładowania kondensatorów wyjściowych bez żadnych przeciążeń (przepięć) w zasilaczu i wzmacniaczu mocy.

Przy prądzie obciążenia rzędu 1 A spadek napięcia zasilacza wynosi około 0,12 V, a przy poborze 1,5 A napięcie spada o około 0,4 V. W praktyce jednak pobór

prądu przez dwa wzmacniacze pracujące jako zestaw stereofoniczny rzadko przekracza 0,7 A.

Napięcie tętnień zasilacza w funkcji poboru prądu zmienia się od znikomo małej wartości do 5 mV przy poborze 1 A i 15 mV – przy 1,5 A. Wyklucza to zupełnie występowanie przydźwięku w głośnikach powodowanego niedostatecznym filtrowaniem prądu zasilającego.

Tranzystor T1 zasilacza powinien być zmontowany na radiatorze pionowym 100×100×3 mm lub lepszym.

Po zmontowaniu zasilacza należy wyre-

gulować napięcie wyjściowe do wartości 50 V. W razie potrzeby napięcie to można nieco zmniejszyć, co może okazać się konieczne przy zastosowaniu transformatora sieciowego o zbyt małym napięciu. Zaleca się zastosowanie dwóch bezpieczników topikowych o wartości 0,6 A do wzmacniaczy mocy.

(Opracowano na podstawie publikacji firmy SESCOSEM – Helbert M. – „Amplificateur et préamplificateur haute fidélité”).

ZESTAWY RADIOAMATORSKIE DIOD, TRANZYSTORÓW I UKŁADÓW SCALONYCH

inż. ADAM WOJTAROWICZ

Nie wszyscy radioamatorzy zetknęli się z „zestawami radioamatorskimi” produkcji UNITRA-CEMI, a na pewno większość z nich nie zna pełnego asortymentu tych zestawów oraz nie posiada informacji w tym zakresie. Oprócz tego, przyszły nabywca zestawu chciałby wiedzieć, jakie układy elektroniczne znajdzie w „zeszycie” dołączonym do zestawu¹. Niniejszy artykuł wychodzi naprzeciw tym potrzebom.

Na wstępie kilka informacji ogólnych o zestawach.

Wszystkie znajdujące się w zestawach elementy półprzewodnikowe lub układy scalone są technicznie sprawne. Jedynie niektóre ich parametry jak: napięcia, prądy czy moce maksymalne oraz niektóre parametry charakterystyczne jak: prądy wsteczne, prądy przewodzenia względnie wzmocnienie znajdują się poza granicami wartości katalogowych. Znaczna część elementów półprzewodnikowych znajdujących się w zestawie ma parametry lepsze od oferowanych. Te egzemplarze można wybrać, wykonując odpowiednie pomiary w układach podanych w zeszytach.

W zestawie oprócz wyrobów znajduje się ulotka zawierająca dane wartości parametrów gwarantowanych przez wytwórcę, sposób znakowania, liczbę wyrobów znajdujących się w zesta-

wie oraz jego cenę. Większość zestawów jest wyposażona w zeszyty, w których opisano przykładowe układy zastosowań dla elementów znajdujących się w zestawie. Zeszyty te w zasadzie są przeznaczone dla początkujących radioamatorów.

Wyroby znajdujące się w zestawach nadają się też do innych układów elektronicznych, konstruowanych wg własnych pomysłów, lub publikowanych w literaturze technicznej. Określenie przydatności elementu półprzewodnikowego do danego układu umożliwia parametry podane w ulotce.

W sprzedaży znajdują się zestawy o różnym wyborze elementów półprzewodnikowych.

Sprzedaż zestawów prowadzi Składnica Harcerskie w całym kraju.

Obecnie znajdują się w sprzedaży następujące zestawy:

Nr 1 – germanowe i krzemowe diody prostownicze (12 szt. diod o prądzie przewodzenia od 0,3 do 1 A).

Nr 2 – krzemowe diody prostownicze (6 szt. diod o prądzie przewodzenia od 0,6 do 5 A).

Nr 3 – tranzystory krzemowe w obudowie metalowej (12 szt. tranzystorów m. cz. i w. cz.).

¹ W sprzedaży znajdują się również zestawy bez zeszytów.

ODBIORNIK RADIOFONICZNY MERKURY HI-FI

Odbiornik radiowy Merkury – produkcji ZR UNITRA-DIORA – jest odbiornikiem stereofonicznym klasy Hi-Fi, przeznaczonym do odbioru programów monofonicznych z modulacją AM w zakresach fal długich, średnich, krótkich oraz programów monofonicznych lub stereofonicznych z modulacją FM w zakresie fal UKF. W odbiorniku zastosowano programowanie stacji FM i AM przełączanych za pomocą sensorów. Przy dołączeniu dwóch dodatkowych zestawów głośnikowych tylnych możliwe jest odtwarzanie programów w systemie ambifonicznym.

Konstrukcja odbiornika oparta jest na blokach funkcjonalnych o znacznej integracji układowej.

Nowoczesna szata plastyczna i znaczna liczba funkcji eksploatacyjno-użytkowych oraz spełnienie wymagań PN i DIN dla klasy odbiorników Hi-Fi pozwala zaliczyć ten odbiornik do odbiorników nowoczesnych i wysokiej jakości.

DANE TECHNICZNE

Zakresy fal:

- długie	150...285 kHz
- średnie I	525...930 kHz
- średnie II	910...1605 kHz
- krótkie I	5,95...9,775 MHz
- krótkie II	11,7...15,45 MHz
- UKF	65,5...73,0 MHz

Czułość użytkowa:

z anteny zewnętrznej	
- fale długie	$\leq 70 \mu V$
- fale średnie I i II	$\leq 50 \mu V$
- fale krótkie I	$\leq 50 \mu V$
- fale krótkie II	$\leq 70 \mu V$
- UKF	$\leq 3 \mu V$

z anteny ferrytowej

- fale długie	$\leq 1,5 mV/m$
- fale średnie I i II	$\leq 0,75 mV/m$

Selektancja:

- tor AM	$\geq 36 dB$ dla $F_s = 1 MHz \pm 9 kHz$
- tor FM	$\geq 50 dB$ dla $F_s = 69 MHz \pm 300 kHz$

Tłumienie sygnałów lustrzanych:

- fale długie	$\geq 46 dB$ przy $F_s = 200 kHz$
- fale średnie I	$\geq 40 dB$ w całym zakresie
- fale krótkie I	$\geq 8 dB$ przy $F_s = 8 MHz$
- UKF	$\geq 60 dB$ przy $F_s = 69 MHz$

Największy sygnał wejściowy: AM $\geq 0,5 V$ z anteny ferrytowej; FM $\geq 0,7 V$

Tłumienie sygnałów pośr. cz.: AM $\geq 36 dB$; FM $\geq 80 dB$

Tłumienie przesłuchu stereofonicznego: $\geq 30 dB$ przy $f_m = 1 kHz$

Znamionowa moc wyjściowa: $P_{wy} = 2 \times 20 W$ przy $h \leq 0,7\%$; $R = 2 \times 4 \Omega$

Czułość wzmacniacza m.cz. przy $P_{wy} = 2 \times 20 W$:

$\leq 300 mV$ dla gniazda magnetofonu i gramofonu z przetwornikiem piezoelektrycznym
 $\leq 3 mV$ dla gniazda gramofonu z przetwornikiem magneto-elektrycznym

Zakres regulacji barwy dźwięku:

- basy $\pm 12 dB$ przy $f = 100 Hz$
- sopran $\pm 12 dB$ przy $f = 10 kHz$

Zasilanie: sieć 220 V 50 Hz

Pobór mocy: około 100 VA

Wymiary: $560 \times 125 \times 280 mm$

Odbiornik składa się z 9 bloków funkcjonalnych zmontowanych na oddzielnych płytkach, a mianowicie:

- WPF – wzmacniacz pośr.cz. FM, detektor FM oraz dekodery
- WMP – dwukanałowy przedwzmacniacz m.cz. z układami regulacji barwy dźwięku, siły dźwięku i równoważnika kanałów
- WMK – dwukanałowy wzmacniacz mocy m.cz.
- ZT – zestaw układów zasilania
- AMB – układ ambifonii
- PS – zespół programowania i przełączania sensorowego oraz stabilizator napięcia regulacyjnego
- WK – dwukanałowy wzmacniacz korekcyjny m.cz.
- GAM – głowica AM łącznie z detektorem AM
- GFE-103 – głowica UKF (wmontowana do bloku WPF)

OPIS UKŁADÓW ODBIORNIKA

Sygnał z anteny UKF jest doprowadzany do obwodu wejściowego składającego się z cewki L101, kondensatorów C102, C103 oraz diody D101. Dioda ta współpracuje z elementami obwodu w układzie tzw. antyszeregowym. Uzwojenie antenowe cewki L101 zapewnia prawidłową współpracę obwodu rezonansowego z anteną symetryczną o impedancji $Z_t = 300 \Omega$. Dla zapewnienia równomiernego wzmocnienia w zakresie od $F_{r \min}$... $F_{r \max}$ i pracy wzmacniacza z minimalnym współczynnikiem szumów $F_{o \min}$ zastosowano w obwodzie E-B dzielnik indukcyjny L102, L103, oraz autotransformatorowe sprzężenie T101/E z obwodem rezonansowym wejścia.

Autotransformatorowe sprzężenie eliminuje poważnie wpływ oddziaływania obwodu E-B na obwód rezonansowy przy pracy głowicy z dużymi sygnałami.

Element R102 i C104 pełnią funkcję filtru odsprzęgającego, natomiast C101 oddziela składową stałą od obwodu rezonansowego.

Wzmacniacz w.cz. pracuje w konfiguracji OB z tranzystorem bipolarnym T101. W obwodzie wyjściowym wzmacniacza zastosowano filtr pasmowy L104, C108, C110, C129 i L108, C117, C118, C116, C119 przestrajany elektronicznie za pomocą diod D102, D103 współpracujących z poszczególnymi obwodami filtru antyszeregowego.

Obwód wtórny filtru L108, D103 jest sprzężony z bazą mieszacza pracującego z tranzystorem bipolarnym T102 w konfiguracji OE za pomocą dzielnika pojemnościowego. Sprzężenie takie zapewnia optymalne warunki współpracy obwodu wyjściowego wzmacniacza T101 z wejściem T102 o znacznej konduktancji.

Do eliminacji sygnałów o pośredniej częstotliwości FM zastosowano eliminator równoległy L105, C114 włączony w obwód bazy tranzystora T102.

Na wyjściu tranzystora T102 jest włączony filtr pasmowy L106, C112 i L107, C115 zestrojony na $F_p = 10,7$ MHz. Obwód tego filtru jest sprzężony indukcyjnie z wejściem wzmacniacza pośr.cz.

Heterodyna w układzie przemiany sumacyjnej pracuje w konfiguracji OC z tranzystorem biopolarnym T103. Obwód rezonansowy heterodyny składa się z cewki L109, kondensatorów C120, C121 oraz diody pojemnościowej D104. Napięcie heterodyny jest doprowadzane do bazy mieszacza T102 za pomocą autotransformatorowo-pojemnościowego sprzężenia obwodu rezonansowego heterodyny L109, C124. Taki sposób sprzężenia zapewnia wysoką stabilność pracy heterodyny dzięki eliminacji oddziaływania obwodu w.cz. na obwód heterodyny.

Napięcie regulacyjne dla diod pojemnościowych do przestrajania obwodów (wejściowego, wzmacniacza w.cz. i heterodyny) jest doprowadzone do poszczególnych diod przez rezystory separujące R101, R106, R114 i R115. Rezystory w obwodach kolektorów stopni T101 i T102 – R103 i R110 poprawiają stabilność tych stopni przy pracy z dużymi sygnałami.

Napięcie zasilania głowicy $U_z = 15$ V.

Sygnał o $F_p = 10,7$ MHz wydzielony filtrem pasmowym głowicy (L106, C112 i L107, C115) jest doprowadzany do dwustopniowego wzmacniacza pośr.cz. pracującego z tranzystorami bipolarnymi T201, T203 w konfiguracji OE. Wymaganą selektywność zapewniają trzy monolityczne filtry ceramiczne typu FCM – 10,7 MHz (CF-1, CF-2 i CF-3).

W celu zapewnienia prawidłowej współpracy układów filtrowych z impedancjami Z_{we} i Z_{wy} stopni pośr.cz. z tranzystorami T201 i T203 zastosowano rezystory dopasowujące R212 i R216 oraz R220 i R222. Taki sposób dopasowania umożliwia zmniejszenie strat energii przy przenoszeniu sygnału w torze wzmacniacza oraz poprawia warunki filtracyjne toru pośr.cz.

Sygnał ze wzmacniacza pośr. cz. FM o częstotliwości $F_p = 10,7$ MHz jest doprowadzany do układu scalonego US201/1. W układzie scalonym następuje wzmocnienie i ograniczanie sygnału w trzystopniowym aperiodycznym wzmacniaczu pośr.cz. Następnie sygnał jest doprowadzony do podwójnie zrównoważonego detektora koincydencyjnego FM. Na wejściu detektora występują dwa napięcia sygnału pośr.cz. – z układu wzmacniacza i ogranicznika o przebiegu prostokątnym oraz napięcie pośr.cz. z przesuwnika fazowego L205, F201 przesunięte w fazie o 90° . Przy odbiorze sygnału zmodulowanego częstotliwościowo, napięcie z przesuwnika fazowego zmienia swoją fazę zgodnie ze zmianą dewiacji $\pm \Delta F$ i przyjmuje wartość $-90^\circ \pm \phi$.

Na wyjściu detektora otrzymuje się dwa sygnały akustyczne przesunięte o 180° . Pierwszy jest doprowadzany do bloku wzmacniacza m.cz. (końcówka 6). Dodatkowe wzmocnienie tego sygnału zrealizowano we wzmacniaczu m.cz. z tranzystorem bipolarnym T205 pracującym w konfiguracji OE. Drugi sygnał po wzmocnieniu w bloku wzmacniacza ARCz, przeznaczony do regulacji ARCz, otrzymuje się na wyjściu prądowym (końcówka 7).

Do symetrycznego wyjścia napięcia „0” detektora FM – końcówki US201/7-US201/10 włączono wskaźnik „zera FM” – WD-2. Działanie wskaźnika jest oparte na sumowaniu dwóch napięć: napięcia stałego z układu detektora oraz napięcia ze wzmacniacza ARCz-T803, pobierane z układu stabilizatora napięcia polaryzacji diod pojemnościowych.

Jednocześnie ze wzmocnieniem i ograniczaniem w blokach wzmacniaczy aperiodycznych sygnał pośr.cz. jest doprowadzany do układu trzech bloków detektorów poziomu, które działają tylko wówczas, gdy odpowiadający im blok wzmacniacza pośr.cz. osiągnie określony próg ograniczania.

Wartości sygnałowe z trzech detektorów poziomu są sumowane w układzie wzmacniacza poziomu wystawiania, co odzwierciedla wskaźnik natężenia pola WD-1/AM-FM.

Przy małym stosunku sygnał/szum napięcie znajdujące się na końcówce 12 jest wykorzystywane do realizacji funkcji wyciszania. Funkcję wyciszania przy niewielkich odstrojeniach od odbieranego sygnału realizuje blok przełącznika elektronicznego przez blok układu logicznego.

Sygnał z końcówki 12 jest jednocześnie wykorzystywany (przez przełącznik elektroniczny zrealizowany z tranzystorem biopolarnym T204) do blokowania dekodera przy niewielkich odstrojeniach od odbieranego sygnału oraz przy małych sygnałach wejściowych nie zapewniających dostatecznego stosunku sygnał/szum.

W przypadku wciśnięcia przycisku „wyciszanie szumów” (kontakty – 2/B-C) sygnał wyciszania poprzez blok wzmacniacza wyciszania i blok wzmacniacza m.cz. w układzie US201 powoduje zanik sygnału m.cz. na wyjściu.

Układ scalony HA1156 jest dekodere stereo fonicznym typu PLL pracującym w układzie macierzowym z synchronizacją fazy napięcia podnośnej.

Przy małym sygnale wejściowym z anteny lub nieodpowiednim stosunku sygnał/szum, przełącznik elektroniczny T204 powoduje zwarcie końcówki K8 do „masy” wprowadzając układ dekodera w system pracy monofonicznej (blokada pilota).

Obwód czasowy R255, R241 i C235 zapewnia zewnętrzną synchronizację fazy generatora podnośnej, przy czym dokładność pracy generatora może być kontrolowana na zacisku 10 układu scalonego US202. Próg zaskoku synchronizacji generatora ustala się rezystorem nastawnym R241.

Na zaciskach układu scalonego US202/12 i US202/13 są włączone elementy filtru dolnoprzepustowego R239, C232 i C233 wchodzące w skład pętli synchronizacji fazowej generatora podnośnej.

Wskaźnik stereo (dioda elektroluminescencyjna D5 typu CQP441) jest sterowany z wyjścia układu scalonego US202/6 przez rezystor R240 ograniczający prąd.

Na wyjściu układu scalonego HA1452 (US202/5 i US202/6) otrzymuje się sygnały kanału lewego i prawego.

Elementy R242, C236 i R243, C237 oraz L201, L203, C243, C245, C249, C251 i L202, L204, C244, C246, C250, C252 zapewniają odpowiedni przebieg charakterystyki przenoszenia (układ deemfazy) oraz tłumienie sygnałów pilota (19 kHz) i podnośnej (38 kHz). W wzmacniaczach T206 i T207 pracujących z tranzystorami biopolarnymi, przeprowadza się kompensację przesłuchu za pomocą rezystora nastawnego R252.

W zależności od zakresu fal (długie, średnie I i II, krótkie I i II) sygnał z anteny jest doprowadzany przez przełącznik AZ/AF-1/A-B lub 1/B-C do bramki tranzystora polowego T301 pracującego w konfiguracji OS. Zastosowany obwód wejściowy dla fal długich, średnich I i II jest typu π , przy czym elementem sprzęgającym ten obwód z obwodem anteny jest kondensator sprzęgający C301. Równolegle do tego kondensatora jest włączony dławik L308, którego zadaniem jest zwieranie szkodliwych składowych m.cz. (modulacja wtórna) przedostających się do obwodów wejścia. Na falach długich zastosowano oddzielny pręt ferrytowy AF1. Kondensator C306 na przełączniku 1/C zapewnia kompensację rozstrojenia przy przejściu z odbioru z AZ na odbiór z AF.

Wzmocniony sygnał w.cz. z wyjścia tranzystora T301/D jest doprowadzany przez kondensator C339 na niesymetryczne wejście wzmacniacza w.cz. (w układzie scalonym US301/1-2). Po wzmocnieniu zostaje doprowadzony do mieszacza pracującego także w układzie scalonym.

Sygnał o częstotliwości $F_h = F_s + F_p$ pozostaje w stopniu heterodyny pracującej w układzie Meissnera, przy czym każdy obwód rezonansowy, oprócz indukcyjności, pojemności wyrównawczych (trymerów) i pojemności dodatkowych ma również kondensatory paddingowe, które umożliwiają uzyskanie dokładnej współbieżności między obwodami wejściowymi, a obwodami heterodyny w 3 punkcie zakresu. Obwody rezonansowe heterodyn w zależności od zakresu (podzakresu) są przyłączane za pomocą przełącznika zakresów do końcówek układu scalonego US301/4,5 i 6. Sygnał pośr.cz. (końcówka US301/15) jest wydzielany za pomocą czteroobwodowego filtru hybrydowego typu FCH-465-6-40-02. Z wyjścia filtru (dzielnik oporowy R321 i R322) sygnał F_p jest doprowadzany do wejścia pierwszego stopnia (US301/12) czterostopniowego wzmacniacza aperiodycznego pośr.cz. Trzy pierwsze stopnie tych wzmacniaczy są objęte pętlą ARW.

Napięcie ARW pobierane z dzielonego obciążenia detektora R316 i R317 jest doprowadzane przez układ filtracyjny R314, C353 (końcówka 9) oraz wzmacniacz sygnału ARW do obwodów emiterowych stopni pośr.cz. w układzie US301 objętych regulacją.

Wydzielony na obciążeniu detektora (R316, R317 i C358) sygnał m.cz. jest doprowadzany poprzez układ filtru dolnoprzepustowego R318, C359 i R319, C360 do bazy tranzystora T304 pracującego w konfiguracji OE. Rezystor R315 połączony szeregowo z obwodem rezonansowym L309, C354 zestrojonym na częstotliwość F_p polaryzuje anodę diody, co umożliwia nie zniekształconą pracę detektora przy detekcji małych sygnałów.

Z kolektora tranzystora T304 wzmocniony sygnał m.cz. jest przekazywany do przełącznika rodzaju pracy.

W układzie US301 przewidziano dodatkową oddzielną ARW dla bloku stopnia w.cz., przy czym sygnał do ARW z punktu US301/10 jest doprowadzany przez dzielniki oporowo-filtrujące do wejścia wzmacniacza ARW dla w.cz. końcówka 3.

W układzie głowicy AM obwody wejściowe i heterodyny są przestrzajane diodami pojemnościowymi typu BB113.

Dwukanałowy wzmacniacz mocy pracuje z układami scalonymi grubowarstwowymi typu GML-025 (US501, US502). Sygnały m.cz. dla kanałów L i P są doprowadzane do wejścia układów US501 i US502 punkty WMK/4 i WMK/10.

Kondensatory C509 i C510 przyłączone do końcówek układów scalonych US502/4-2 i US501/4-2 zapewniają dodatnie sprzężenie zwrotne umożliwiające uzyskanie pełnego występowania mocy dla dodatnich połówek sygnału.

Dwójniki R507, C511 i R508, C512 przyłączone do końcówek układów scalonych US501/1-2 i US502/1-2 służą do poprawy stabilności pracy układu wzmacniacza na większych częstotliwościach akustycznych.

Kondensatory C503 i C504 przyłączone do końcówek układów scalonych US501/6-7 i US502/6-7 zapewniają filtrację napięć zasilających pierwsze stopnie wzmocnienia w układach scalonych US501 i US502, natomiast rezystory R501 i R502 zapewniają optymalną rezystancję wejściową i doprowadzenie napięcia stałego do bazy tych stopni.

Ujemne sprzężenie zwrotne zrealizowano za pomocą elementów R505, C515, C507 oraz R506, C514, C508 przyłączonych między końcówki US501/10 i US502/10 i masę układu scalonego.

Kondensatory elektrolityczne C710 i C711 o dużej pojemności pełnią funkcję zastępczego źródła napięcia stałego niezbędnego do pracy układu oraz oddzielają składową stałą od zestawu głośnikowego.

Elementy R503 i C505 oraz R504 i C506 pełnią funkcję układu filtrującego dla pierwszych stopni wzmacniających US501 i US502.

Odbiór ambiofoniczny uzyskuje się przez przyłączenie dwóch dodatkowych zestawów głośnikowych tylnych L i P do gniazd wyjściowych układów scalonych US501 i US502. Regulacja mocy kanałów tylnych jest zapewniona dzielnikiem rezystorowym R901...R905 i R906 przełączane skokowo przełącznikiem ambiofonii typu PREH-70722000. Taki sposób regulacji umożliwia zwiększenie naturalnego czasu pogłosu przy jednoczesnym uzyskaniu odpowiedniego rozproszenia i natężenia dźwięku.

Wciśnięcie przycisku przełącznika *programowanie* PP-25/B-C powoduje odłączenie głównego potencjometru strojenia R3 oraz jednoczesne włączenie zasilania z zasilacza napięcia do układu US801 typu SAS580 (końcówka 16).

Napięcie robocze na końcówce US801/16 powoduje zadziałanie przerzutnika typu RS (Filip-Flop), a tym samym automatyczne przełączenie napięcia strojącego z potencjometru R829 (końcówka 12) na końcówkę 11 układu US801 oraz automatyczne zamknięcie obwodu dla diody D1 (CQP441), powodując jej świecenie. Dioda ta w całym zespole sensorowo-przełączającym pełni funkcję „diody wyróżniającej D1”.

Napięcie strojące z końcówki układu scalonego US801/11 jest doprowadzane przez przełącznik PP-25/B-C do diod pojemnościowych w obwodach przestrzajanych w zakresie AM lub FM.

W celu przejścia do odbioru drugiej, uprzednio zaprogramowanej stacji, określonej wartością napięcia strojącego na potencjometrze R830, niezbędny jest dotyk czujnika sensorowego nr 2. Dotyk tego czujnika powoduje automatycznie zamknięcie obwodu dla diody D2 i uruchomienie przerzutnika RS, który analogicznie jak w poprzednim przypadku realizuje przełączenie napięcia strojącego z potencjometru R830 – końcówka 13 na końcówkę 11.

Rezystory R802, R804, R806 i R808 ograniczają prąd w obwodach diod do wartości niezbędnej dla ich prawidłowej pracy. Tranzystor T801 pracuje w układzie wzmacniacza prądowego sterującego wskaźnik programowania WD-3, przy jednoczesnej separacji wpływu bocznikującego wskaźnika WD-3 na układ US801.

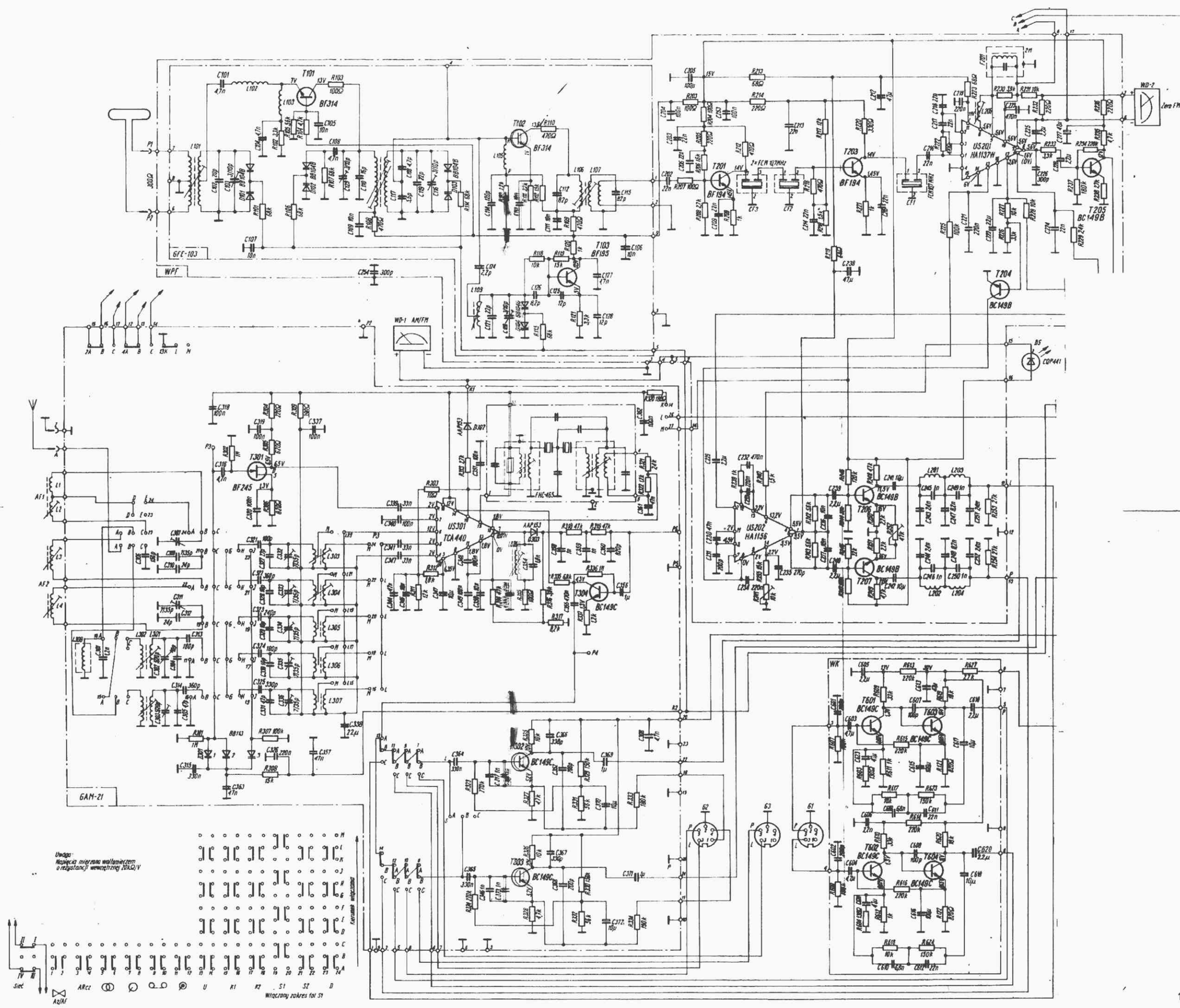
Rezystor R823 w emiterze T801 ogranicza wartość prądu niezbędnego dla prawidłowej pracy wskaźnika WD-3 ($R_w = 1750 \Omega$), natomiast rezystor nastawny R828 jest przeznaczony do ustawienia maksymalnej wartości napięcia strojącego $U_R = 25 \text{ V}$, rejestrowanego na wskaźniku WD-3 maksymalnym wychyleniem.

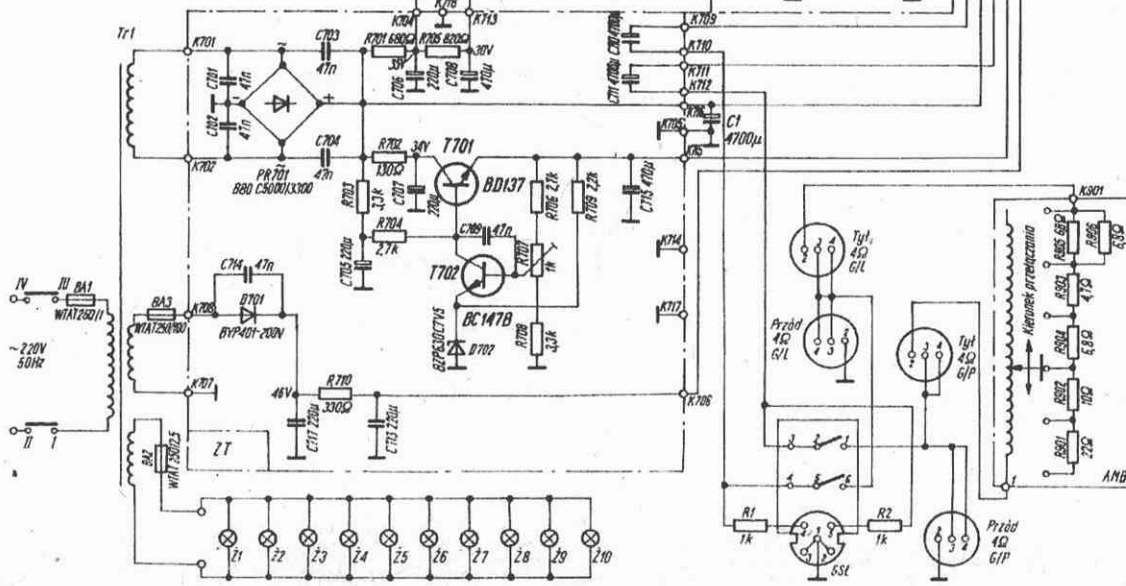
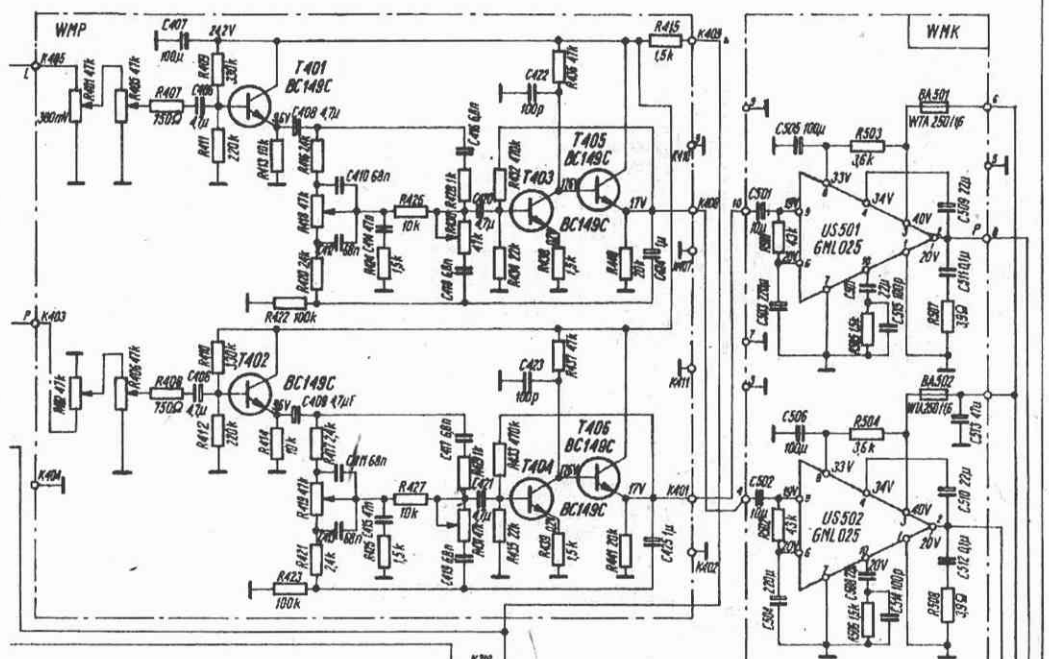
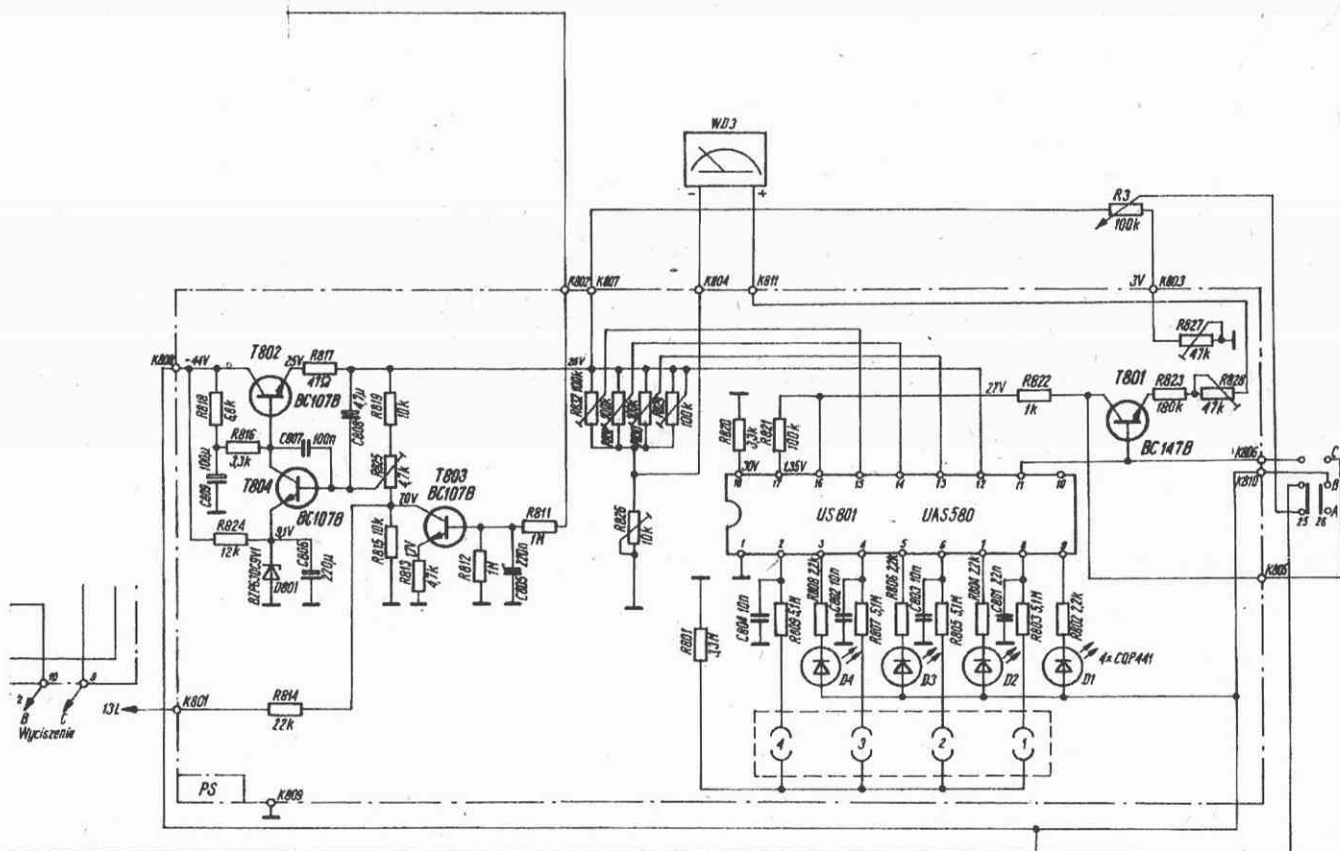
Dwukanałowy wzmacniacz korekcyjny zrealizowano w układzie konwencjonalnym z tranzystorami T601, T603 – kanał P oraz z tranzystorami T602, T604 – kanał L. Poszczególne stopnie pracują w konfiguracji OE o sprzężeniu bezpośrednim między sobą.

Ważnymi parametrami są tu: odpowiedni przebieg charakterystyki przenoszenia zgodnie z wymaganiami PN i DIN, linowość pracy układu, małe szумы oraz optymalna rezystancja wejściowa $R_{we} = 47 \text{ k}\Omega$ niezbędna do prawidłowej współpracy z zewnętrznym gramofonem z przetwornikiem magnetoelektrycznym.

Stopnie wejściowe wzmacniaczy m.cz. pracują z tranzystorami T302 – kanał L oraz T303 – kanał P w konfiguracji OE w układzie typu „bootstrap”, przy czym przy pracy MONO bazy obu stopni są ze sobą połączone, zapewniając na wyjściu niezależne sygnały m.cz. Kondensator C317, C343 i C346, C373, włączone między B-E tranzystorów T302 i T303 mają za zadanie filtrację napięć sygnałów telewizyjnych przedostających się z gniazda A-Z do torów m.cz. Zastosowanie dwóch kondensatorów w połączeniu równoległym ma na celu zmniejszenie ich wypadkowej indukcyjności własnej.

Napięcie do nagrywania informacji akustycznych na taśmę magnetyczną jest doprowadzane do kontaktów „gniazd





G-2/1-2 i G-2/2-4, za pomocą dzielników oporowych R327 i R333 oraz R328 i R334. Sygnały wyjściowe z T302/C i T303/C są natomiast kierowane przez kondensatory sprzęgające C369 i C371 na zaciski K403 i K405 bloku funkcjonalnego WMP, stąd przez układ potencjometrów (R401 i R402 – równoważnik kanałów, oraz R405 i R406 – regulacja siły dźwięku) do baz tranzystorów T401 i T402 pracujących w układzie wtórniaka emiterowego.

Z rezystorów emiterowych R413 i R414 tranzystorów T401 i T402 sygnał m.cz. jest doprowadzany następnie do konwencjonalnych układów regulacji barwy dźwięków (basy – R418 i R419; soprany – R430 i R431).

Z wyjścia układów regulacji barwy dźwięków sygnał m.cz. jest doprowadzany do układów wzmacniaczy z tranzystorami o sprzężeniu bezpośrednim pracujących w konfiguracji OE i OC (T403 i T405 dla kanału L oraz T404 i T406 dla kanału P). Z rezystorów emiterowych R440 i R441 tranzystorów T405 i T406 sygnał m.cz. jest doprowadzany do wejścia bloku funkcjonalnego WMK/10 – kanał P i WMK/4 – kanał L.

Stabilizator napięcia strojącego jest wykonany w układzie konwencjonalnym na elementach dyskretnych T802, T804 i D801. Elementy układu stabilizatora są usytuowane na płytce bloku programowania PS.

Układ stabilizatora jest zasilany z bloku zasilacza ZT/K706 i PS/K808. W układzie stabilizatora tranzystor T802 pełni funkcję rezystora szeregowego, natomiast tranzystor T804 – funkcję wzmacniacza błędów.

Napięcie odniesienia dla układu stabilizacji zrealizowano na diodzie Zenera BZP630-C9V1 (D801). Rezystor nastawny R825

jest przeznaczony do ustawienia maksymalnego napięcia regulacyjnego $U_{R\max} = 25\text{ V}$.

Odbiornik jest zasilany z sieci napięcia przemiennego 220 V 50 Hz przez transformator sieciowy Tr1 typu TS-120/2. Do zasilania odpowiednich bloków funkcjonalnych odbiornika zastosowano wydzielony blok funkcjonalny zasilacza ZT.

W skład tego bloku wchodzi następujące zespoły zasilania:

● **Zasilacz napięcia regulacyjnego** pracujący w układzie prostownika jednopółkowego z diodą D701 typu BYP401 – 200 V z układem filtrującym CR na wyjściu. Zasilacz ten zasila układ stabilizatora napięcia regulacyjnego (kontakty K706 i K708) oraz układ scalony SAS580 (US801 – kontakt K810).

● **Zasilacz główny** pracujący w układzie prostownika mostkowego typu B80-C5000 (PR701) z wyjściem RC zasila blok wzmacniacza mocy WMK (kontakt K716), blok wzmacniacza korekcyjnego WK (kontakt ZT/K704 i WK/9), blok wzmacniacza WMP (kontakt ZT/K713 i WMP/K409), wzmacniacze wejściowe m.cz. T302 i T303 (kontakt ZT/K704 i GAM21/20) oraz układ stabilizatora napięcia do zasilania bloków – głowicy GFE-103, płytki pośr.cz. FM-WPF oraz głowicy AM-GAM21 (kontakt K715).

W układzie zasilacza stabilizowanego (głównego) funkcję rezystora szeregowego pełni tranzystor T701, natomiast funkcję wzmacniacza błędów T702.

Napięcie odniesienia w układzie stabilizatora zrealizowano z diodą Zenera D702 typu BZP630-C7V5.

Potencjometr nastawny R707 jest przeznaczony do ustawienia napięcia stabilizowanego +15 V.

mgr inż. Stefan Nowicki

Zestawy radioamatorskie... cd. ze str. 180

Nr 4 – tranzystory mocy (5 szt. tranzystorów o mocy strat od 1,5 do 5 W).

Nr 6 – cyfrowe układy scalone (5 szt. układów będących bramkami NIE-T (NOT-AND) oznaczonych typami: 00 – cztery bramki o dwóch wejściach; 10 – trzy bramki o trzech wejściach; 20 – dwie bramki czterowejsiowe; 30 – jedna bramka o ośmiu wejściach; 40 – dwie bramki czterowejsiowe, o większej obciążalności w stosunku do bramek 20).

Nr 7 – diody uniwersalne i przełączające (30 szt. germanowych diod uniwersalnych i 10 sztuk krzemowych diod przełączających).

Nr 8 – diody pojemnościowe (20 szt. krzemowych diod pojemnościowych – warykapów o pojemności maks. 11 i 38 pF).

Nr 9 – diody stabilizacyjne i stabilizatory małej mocy (4 szt. diod stabilizacyjnych i 6 szt. stabilizatorów o napięciu od 2,5 do 36 V).

Nr 10 – stabilistory średniej mocy (10 szt. stabilistorów o napięciu od 2,5 do 36 V).

W IV kwartale br. ukazać się w sprzedaży zestawy o numerach od 11 do 15f i nazwie „Analogowe układy scalone. Wzmacniacze mocy”. W skład tych zestawów wejdą wzmacniacze mocy m. cz. Pomijając spis zawartości tych dziesięciu zestawów warto podać parametr najbardziej interesujący radioamatorów, tj. moc wyjściową, jaką można uzyskać z wzmacniacza zmontowanego w oparciu na układach scalonych, znajdujących się w zestawach.

Układy scalone L401L(P) względnie L480P zapewniają moc wyjściową 1 W; układ scalony L481P(T) – 1,5 W; układy scalone L490 lub L495 – 0,5 W; układy scalone L491 lub L496 – 0,8 W.

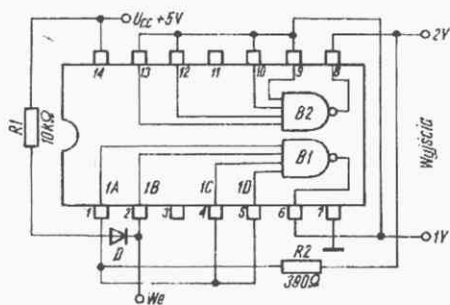
Stosując odpowiednie radiatory można uzyskać większą moc wyjściową: z wzmacniacza z układem scalonym L401L oraz

L480P można uzyskać moc 3 W, a z układem scalonym L481(T) – 4 W.

Zeszyty zawierają typowe układy elektroniczne wzmacniaczy generatorów przebiegów sinusoidalnych i impulsowych, zasilaczy, przyrządów pomiarowych itp. Prawdopodobnie układy elektroniczne opisane w zeszytach 1, 2, 3, 4 i 5 przewidzianych do zestawów 1 – 5 są już znane radioamatorom, bowiem zestawy te są w sprzedaży od 1974 r. W związku z tym w dalszej części artykułu opiszemy niektóre z układów zamieszczonych w pozostałych zeszytach.

Zeszyt 6 przewidziany do zestawu nr 6 – „Cyfrowe układy scalone” zawiera opisy 14 różnych urządzeń elektronicznych, które można wykonać na podstawie zawartych w zestawie układów scalonych. Przykładowo omówimy opisany w tym zeszycie przerzutnik Schmitt’a. Układ ten można zastosować do kształtowania impulsów nie mających odpowiednich parametrów, np. stromych zboczy lub płaskich wierzchołków. Przerzutnik działa prawidłowo do częstotliwości około 1 MHz i dostarcza napięcie wyjściowe o amplitudzie od 2 do 4 V.

Przerzutnik składa się z dwóch bramek B1 i B2 połączonych szeregowo, objętych dodatnim sprzężeniem zwrotnym (rys. 1). Jak wynika z tablicy stanów przerzutnika (rys. 2), poprawna jego praca w układzie kształtowania impulsów jest możliwa tylko wówczas, gdy wejścia 1C i 1D bramki B1 będą w stanie wysokim (H), tzn. gdy wejścia te dołączone będą do napięcia dodatniego, np. do źródła zasilania. Rezystor 10 kΩ ogranicza prąd pobierany przez te wejścia. Na wyjściach 1Y i 2Y uzyska się wówczas impulsy prostokątne o przeciwnych fazach. Do przerzutnika nadaje się układ typu „20” oraz krzemowa dioda impulsowa D, np. dioda przełączająca typu BA1 z zestawu nr 7. Opisany również w zeszycie 6 generator kwarcowy mimo dość prostej budowy ma dobrą stabilność częstotliwości oraz czasu. W generatorze (rys. 3) zastosowano czterobramkowy układ

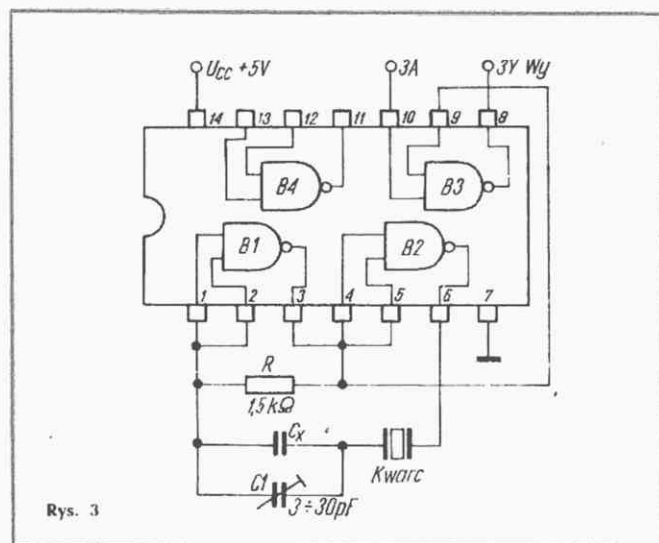


Rys. 1

1B	1C	1D	1Y	2Y
L	L	L	H	
H	L	L	H	
L	H	L	H	
H	H	H	L	

Rys. 2

scalony typu „00” wykorzystując bramki B1, B2 i B3. Bramki B1 i B2 tworzą wzmacniacz z dodatnim sprzężeniem zwrotnym, podanym przez szeregowe połączenie kwarcu z regulowaną pojemnością. Regulacja ta umożliwia przestrojenie generatora w niewielkim zakresie. Bramka B3 jest separatorem między generatorem a obciążeniem oraz umożliwia kluczkowanie generatora. Dołączenie do wejścia 3A napięcia o wartości poniżej 0,8 V (logiczne „0”) zatyka bramkę B2 i na wyjściu 3Y brak jest napięcia generowanego. Generator nadaje się do kwarców o częstotliwości rezonansowej w zakresie od 0,1 do 10 MHz i rezystancji szeregowej, nie większej niż 250 Ω.



Rys. 3

Z zeszytu 7-8 przeznaczonego do zestawów nr 6 i 7 przykładowo opiszemy generator do strojenia odbiorników FM (rys. 4). Generator dostarcza napięcie w.cz. z modulacją częstotliwości

o amplitudzie regulowanej od 0 do około 1,5 V i częstotliwościach 6,5 oraz 10,7 MHz.

W układzie generatora można wyodrębnić trzy główne zespoły: generator m.cz., generator w.cz. oraz wtórnik emiterowy. Generator m.cz. pracuje w układzie jednostopniowym z tranzystorem T1 i filtrem łańcuchowym RC o tak dobranych wartościach elementów, aby uzyskać sygnał o częstotliwości 1 kHz. Tranzystor T2 wraz z towarzyszącymi elementami stanowi generator w.cz. Częstotliwość generatora w.cz. jest zmodulowana napięciem zmiennym doprowadzanym z generatora m.cz. przez kondensator C5 do diody pojemnościowej D1, która przestawia obwód rezonansowy. Wielkość napięcia zmiennego na diodzie, a więc i wartość dewiacji częstotliwości zależy od ustawienia potencjometru P1.

Wtórnik emiterowy pracujący z tranzystorem T3 spełnia funkcję separatora zmniejszającego wpływ obciążenia na warunki pracy generatora w.cz. oraz zapewnia stosunkowo małą rezystancję wyjściową układu. Potencjometr P2 umożliwia regulację napięcia wyjściowego. Miernik „M” z detektorem w układzie Graetz’a (diody D2... D5) służy do pomiaru tego napięcia. Przy strojeniu czułych odbiorników regulacja napięcia może okazać się niewystarczająca i wówczas wystarczy zbliżenie kabla generatora do wejścia odbiornika.

Zastosowane w układzie elementy półprzewodnikowe to:

D1 – dioda pojemnościowa BB1 z zestawu nr 8;

D2...D5 – germanowe diody uniwersalne z zestawu nr 7;

T1 – tranzystor n-p-n w obudowie TO-92 z zestawu nr 4;

T2, T3 – tranzystory n-p-n w obudowie TO-72 z zestawu nr 3.

Pozostałe nie opisane na schemacie elementy:

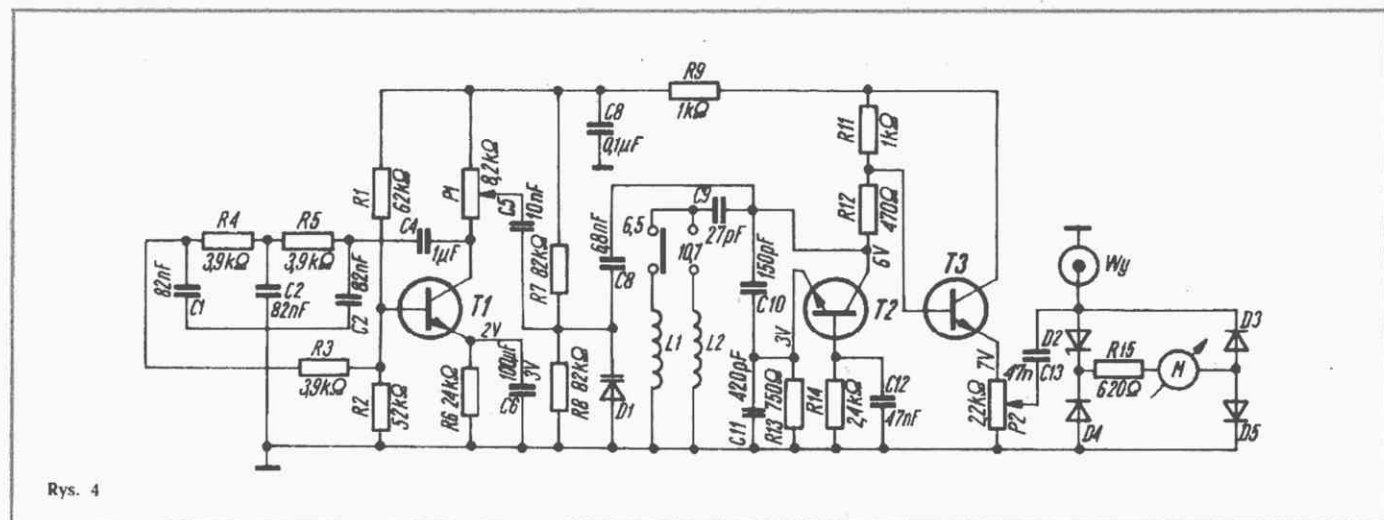
L1 – cewka 24 μH (np. powietrzna o średnicy 1,5 cm, 65 zwojów nawiniętych przewodem 0,4 mm na długości około 3 cm);
L2 – cewka 9 μH (np. powietrzna o średnicy 1,5 cm, 30 zwojów nawiniętych przewodem 0,5 mm na długości około 4 cm).

Montaż układu powinien być zwarty, połączenia możliwie krótkie, elementy o małych gabarytach, tj. rezystory miniaturowe, a w generatorze w.cz. należy zastosować kondensatory ceramiczne.

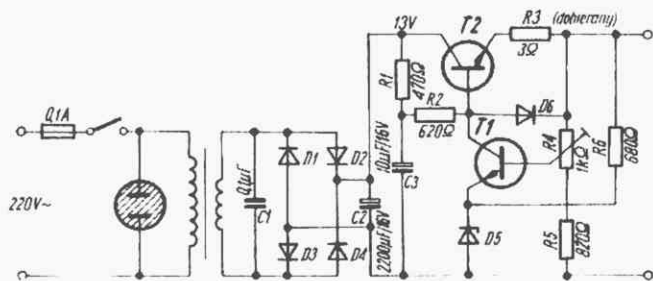
Zeszyt 9-10 przewidziany do zestawu nr 9 i 10 zawiera przykłady zastosowań dla diod stabilizacyjnych i stabilizatorów znajdujących się w tych zestawach. Są to przeważnie układy zasilaczy stabilizowanych.

Opisany zasilacz o napięciu wyjściowym 9 V i maksymalnym prądzie obciążenia 0,2 A nadaje się szczególnie do zasilania odbiorników przenośnych lub kalkulatorów.

Dzięki temu, że zasilacz posiada wzmacniacz sprzężenia zwrotnego, zapewnia dobrą stabilizację napięcia oraz małą rezystancję wyjściową. W układzie wzmacniacza sprzężenia



Rys. 4



Rys. 5

zwrotnego (rys. 5) tranzystor T1 spełnia funkcję wzmacniacza błędów, a tranzystor T2 jest szeregowym elementem regulacyjnym. Stabilizator D5 dostarcza napięcia odniesienia. Stałość tego napięcia jest dobra m.in. dlatego, że stabilizator jest zasilany (przez rezystor R6) z wyjścia układu, a więc z miejsca, w którym napięcie jest już stabilizowane. Dioda D6 wraz z rezystorem R3 zabezpieczają tranzystor szeregowy przed nadmiernym przeciążeniem. Rezystor R1 i kondensator C3 stanowią filtr zmniejszający skutecznie tętnienia napięcia kolektora tranzystora T1, a tym samym tętnienia napięcia wyjściowego zasilacza.

Do wykonania zasilacza oprócz elementów, których wartości opisano na schemacie, niezbędny jest transformator sieciowy o przekroju rdzenia ponad $2,5 \text{ cm}^2$ i uzwojeniu wtórnym na napięcie 10 V i prąd 0,3 A, a także następujące elementy półprzewodnikowe:

T1 – dowolny tranzystor n-p-n z zestawu nr 4 lub 3;

T2 – tranzystor n-p-n w obudowie TO-39 z zestawu nr 3 ($I_{C\max} = 1 \text{ A}$ i $h_{21E} = 70$);

D1...D4 – dowolne diody prostownicze z zestawu nr 1, 2;

D5 – stabilizator BZ4-A lub BZ4-B z zestawu nr 9;

D6 – dioda stabilizacyjna BZ2, o napięciu przewodzenia $U_F = 1,6 \text{ V} \dots 2,2 \text{ V}$ z zestawu nr 9.

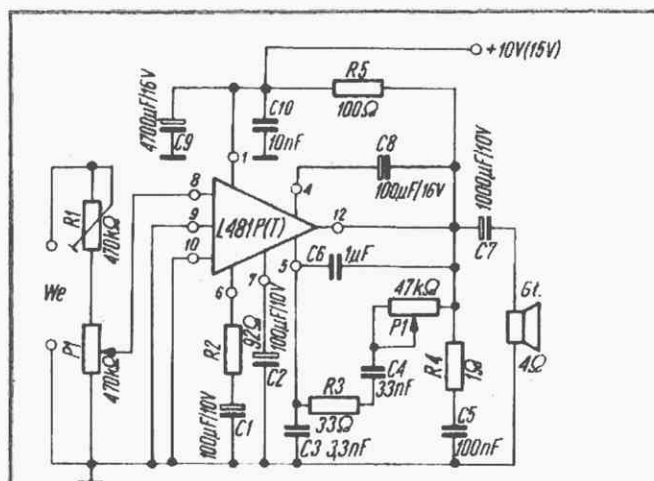
Wartość rezystora R3 należy tak dobrać, aby maksymalny prąd obciążenia nie przekraczał 0,25 A.

Zeszyt 13...15 zawiera przykłady zastosowań scalonych wzmacniaczy mocy z zestawów nr 13, 14 i 15. Są to układy wzmacniaczy mocy m.c. oraz generatory.

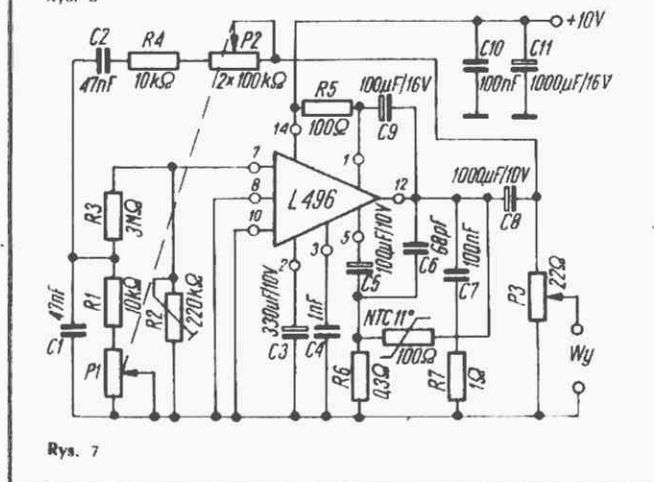
Wzmacniacz zaprojektowany na układzie scalonym L481P(T) ma parametry: moc wyjściową 1,5 W (z radiatorem 4 W), pasmo 3 dB 40 Hz – 12 kHz, czułość 60 mV (dla 1,5 W). Wzmacniacz ma skuteczną regulację barwy dźwięku w zakresie wielkich częstotliwości akustycznych. Układ scalony L481(T) ma skomplikowaną budowę wewnętrzną. Poza stopniem mocy zawiera jeszcze stopień sterujący i wzmacniacz napięciowy. Układ jest tak wykonany, że niezależnie od zmian napięcia zasilania stałe napięcie wyjściowe jest zawsze równe w połowie napięcia zasilającego, co umożliwia uzyskanie dużej mocy wyjściowej przy minimalnych zniekształceniach. Oprócz tego w układzie jest zabezpieczenie chroniące elementy przez skutkami nadmiernego wzrostu temperatury, np. wywołanego przeciążeniem. Na schemacie wzmacniacza (rys. 6) pominięto strukturę wewnętrzną układu scalonego, podając elementy zewnętrzne, które należy przyłączyć do odpowiednich wyprowadzeń układu scalonego.

Na wejściu układu znajdują się rezystor nastawny R1 i potencjometr P1, które umożliwiają wstępne i płynne ustawianie czułości wzmacniacza. Kondensator C1 i rezystor R2 określają wartość ujemnego sprzężenia zwrotnego dla prądu zmiennego. Kondensatory C2, C9 i C10 polepszają filtrację napięcia zasilającego oraz stanowią elementy odspregęające. Między wyprowadzenia 4 i 12 przyłączono kondensator C8, który umożliwia pełniejsze wykorzystanie stałego napięcia wyjściowego.

wego, tj. zwiększa jego wartość szczytową. Elementy R4, C5 i C6 zabezpieczają układ przed wzbudzeniami oraz ograniczają pasmo wzmacniacza „od góry”. Regulację barwy dźwięku zrealizowano w postaci dodatkowej gałęzi regulowanego ujemnego sprzężenia zwrotnego (elementy R3, C4 i P2). Chcąc uzyskać ze wzmacniacza moc wyjściową 4 W należy zapewnić dobre odprowadzanie ciepła z układu scalonego przez przyłączenie lub przylutowanie radiatorów układu scalonego do chassis lub folii metalowej, płytki drukowanej o powierzchni większej od 100 cm^2 oraz zwiększyć napięcie zasilające do wartości 14 V. Jeśli czułość wzmacniacza jest niewystarczająca, można ją zwiększyć osłabiając ujemne sprzężenie zwrotne, stosując rezystor R2 o mniejszej rezystancji.



Rys. 6



Rys. 7

Schemat generatora m.c. wykonanego przy użyciu układu scalonego L496 przedstawiono na rys. 7. Generator dostarcza napięcie sinusoidalne o częstotliwości regulowanej w zakresie od 200 Hz do 2 kHz i napięciu wyjściowym około 3,5 V.

Dodatknie selektywne sprzężenie zwrotne zrealizowano za pomocą mostka Wiena (elementy R1, P1, C1, R4, P2 i C2). Dzielnik napięcia złożony z rezystorów R2 i R3 obniża napięcie dostarczane przez mostek do wartości około 15 mV, wystarczającej doysterowania wzmacniacza. W gałęzi ujemnego sprzężenia zwrotnego zastosowano termistor „NTC”, którego rezystancja maleje ze wzrostem amplitudy napięcia wyjściowego. Dzięki tej właściwości napięcie wyjściowe generatora jest stabilizowane. Kondensatory C3, C10 i C11 polepszają filtrację napięcia zasilającego.

Elementy C4, C6, C7 i R7 kształtują charakterystykę wzmacniacza w zakresie większych częstotliwości oraz zapobiegają wzbudzeniom. Kondensator C9 zwiększa zakres dynamiki

stopnia sterującego tranzystory mocy. Za pomocą sprzężonych potencjometrów P1 i P2 przestrajają się generator, a za pomocą potencjometru P3 reguluje się napięcie wyjściowe generatora. Zakres przestrajania generatora można zwiększyć stosując przełączane kondensatory C1 i C2.

Uruchomienie układu ogranicza się do ustawienia rezystora nastawnego R2 w takie położenie, w którym uzyskuje się maksymalną wartość napięcia wyjściowego, nie mającego jeszcze wyraźnych zniekształceń.

TRANZYSTORY MOCY I TYRYSTORY DO ODBIORNIKÓW TELEWIZJI KOLOROWEJ

JANUSZ BORCZYŃSKI

W związku z uruchamianiem produkcji krajowej odbiornika telewizji kolorowej powstała potrzeba podjęcia przez Naukowo-Produkcyjne Centrum Półprzewodników UNITRA-CEMI również produkcji nowych elementów półprzewodnikowych. W związku z tym od 1980 r. będą produkowane:

■ tranzystory mocy n-p-n typu BDP281, BDP283, BDP285

■ tranzystory mocy p-n-p typu BDP282, BDP284, BDP286

■ tyristory p-n-p-n typu BTP128, BTP129.

Tranzystory mocy n-p-n

Krzemowe tranzystory mocy wykonane technologią z epitaksjalną bazą, przeznaczone są do stosowania:

- w stopniach końcowych układów odchyłania pionowego odbiorników telewizyjnych,
- w stopniach wyjściowych wzmacniaczy mocy m.c.z.,
- w stabilizatorach napięcia stałego,
- w układach przełączających średniej mocy.

Tranzystory typu BDP281, BDP283, BDP285 mogą być stosowane z tranzystorami BDP282, BDP284 i BDP286 jako pary komplementarne.

W tabelicy 1 przedstawiono podstawowe dopuszczalne wartości parametrów tych tranzystorów, a na rysunku 1 – wygląd ich obudowy.

Tranzystory mocy p-n-p

Tranzystory te są wykonane tą samą technologią co tranzystory n-p-n i przeznaczone do stosowania w urządzeniach elektronicznych powszechnego użytku, a szczególnie:

- w stopniach wyjściowych wzmacniaczy mocy m.c.z.,
- w stabilizatorach napięcia stałego,
- w układach przełączających średniej mocy.

Ważniejsze dane techniczne tranzystora zebrano w tabelicy 1, a na rysunku 2 przedstawiono układ stopnia wyjściowego wzmacniacza mocy m.c.z. przenoszącego pasmo częstotliwości 100 Hz...20 kHz

przy spadku 3 dB. Opór wejściowy układu – 20 kΩ.

Tyristory p-n-p-n

Krzemowe, monolityczne tyristory zintegrowane z diodą prostowniczą są wykonywane techniką obustronnej dyfuzji na jednej płytce podłożowej. Przeznaczone

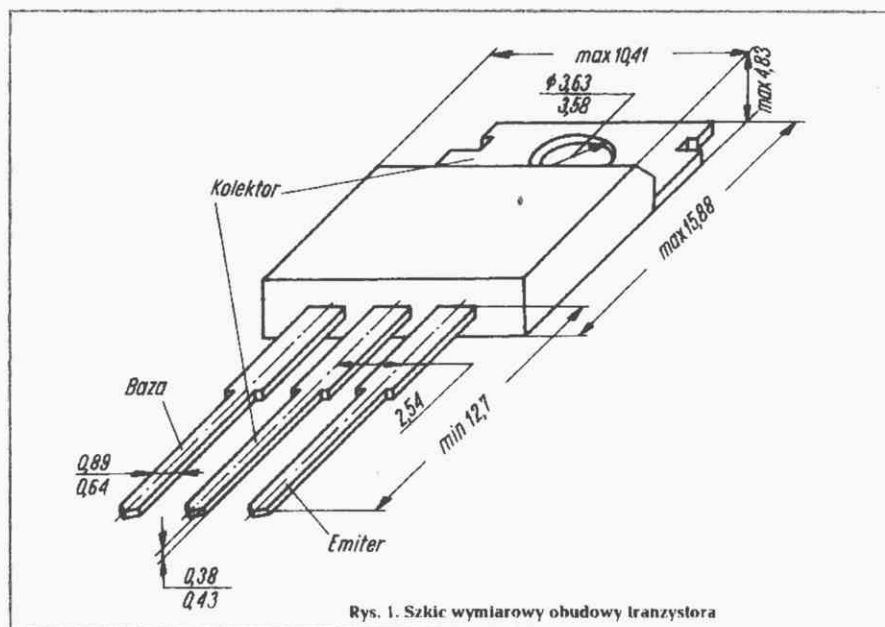
są one do stosowania w układach odchyłania poziomego w odbiornikach telewizji kolorowej i czarno-białej.

Tyristory BTP128 są wykorzystywane jako przełączniki komutacyjne do kontroli prądu odchyłania podczas okresu powrotu płamki.

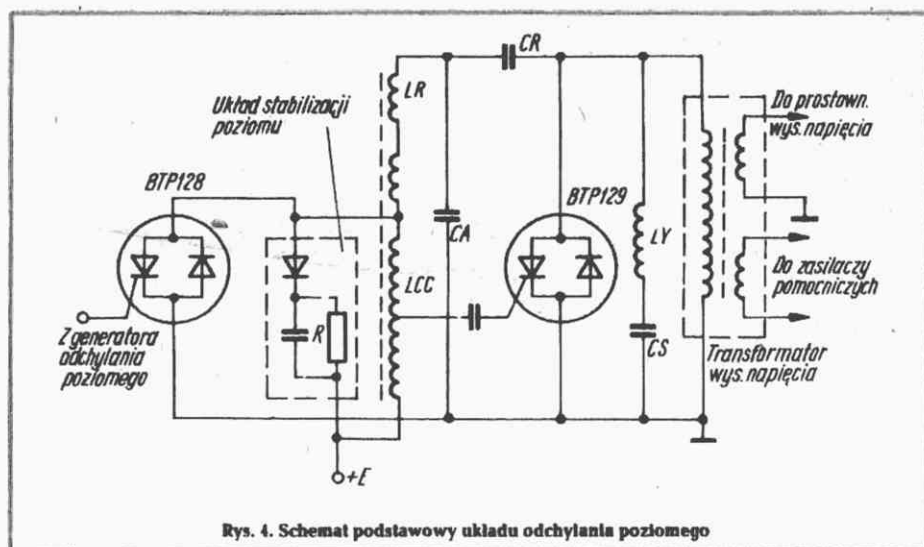
Tabela 1

Dopuszczalne wartości parametrów tranzystorów

Parametry	Symbol	Tranzystory						Jedn.
		BDP281	BDP283	BDP285	BDP282	BDP284	BDP286	
Napięcie kolektor-baza	U_{CE0}	40	60	80	-40	-60	-80	V
Napięcie kolektor-emiter	U_{CE0}	30	50	70	-30	-50	-70	V
Napięcie kolektor-emiter przy $R_{BE} = 100 \Omega$	U_{CEB}	40	60	80	-40	-60	-80	V
Napięcie emiter-baza	U_{EB0}		5			-5		V
Prąd kolektora	I_C		7			-7		A
Prąd bazy	I_B		3			-3		A
Moc całkowita przy: $t_{case} \leq 25^\circ C$	P_{tot}	40			40			W
$t_{case} \leq 100^\circ C$		16			16			W
$t_{amb} \leq 25^\circ C$		1,8			1,8			°C
Temperatura złącza	T_j	150			150			
Zakres temperatur przechowywania	T_{stg}	-55...+150			-55...+150			°C



Rys. 1. Szkic wymiarowy obudowy tranzystora



Tyrystory BTP129 pracują jako przełączniki bipolarne do kontroli prądu odchylania poziomego podczas okresu wybierania plamki.

Na rysunku 3 przedstawiono szkic wymiarowy i wewnętrzny układ połączeń.

W tablicy 2 zestawiono dopuszczalne wartości parametrów, a w tablicy 3 – charakterystyczne wartości parametrów. Podstawowy schemat układu odchylania ilustruje rysunek 4.

ZESTAWY HI-FI

mgr inż. JERZY SERAFIN

Aktualnie panującym kierunkiem rozwojowym elektronicznego sprzętu powszechnego użytku klasy Hi-Fi są zestawy składające się z urządzeń o przemysłowej funkcjonalności i wzorniczo konstrukcji. Urządzenia najwyższej klasy są konstruowane i wytwarzane jako oddzielne segmenty (tuner, wzmacniacz wstępno-korekcyjny „deck-gramofon”, „deck-magnetofon” itd.; wszystkie segmenty w wersji stereofonicznej). Ostatnio obserwuje się szerokie zastosowanie magnetofonów kasetowych przystosowanych do wmontowania do stojaków pionowych („front-panel”).

Pomimo zauważalnych różnic w specyfice wyrobów przeznaczonych na różne rynki zbytu i pewnych różnic w tradycjach technicznych producentów, można stwierdzić ogólne dążenie do nadawania wyrobom cech wybitnego zrationalizowania pod względem konstrukcji i upodobnienia do tzw. sprzętu profesjonalnego.

Ten typ kształtowania szaty zewnętrznej reprezentowany początkowo przez czołowe firmy japońskie (Technics, Sony, Yamaha, Nakamichi, Sansui, JVC i inne) stał się obecnie panującym, przyjęły go bowiem również firmy europejskie i amerykańskie. Konsekwencją tendencji projektowania sprzętu o wyraźnym charakterze sprzętu profesjonalnego jest zestawianie urządzeń w komplety użytkowe – zestawy.

Ze względu na dążenie do zmniejszenia powierzchni jaką zajmują urządzenia, coraz częściej obowiązuje zasada grupowania urządzeń w układzie pionowym, w tzw. wieże (ang. „power tower” lub „racking” bądź niemieckie – „Turn”). W terminologii polskiej dla tego rodzaju konstrukcji wydaje się najodpowiedniejsze określenie: zestaw o konstrukcji stojakowej.

Urządzenia składowe zestawu są przystosowane z zasady do pracy również poza zestawem. Stwarza to możliwość różnorodnego, elastycznego ich wykorzystania.

W zakresie rozwiązań techniczno-konstrukcyjnych sprzętu Hi-Fi obserwuje się następujące cechy charakterystyczne:

■ Tunery – ograniczenie zakresu fal do UKF-FM lub UKF-FM i jednego zakresu AM (przeważnie są to fale średnie), stosowanie cyfrowego odczytu częstotliwości, który może być jednocześnie wykorzystywany jako wielofunkcyjny zegar.

■ **Wzmacniacze** – podział wzmacniaczy na przedwzmacniacz i wzmacniacz mocy, a ostatnio coraz częściej na: przedwzmacniacze liniowe z układem komutacyjnym, korektory graficzne (ang. „equalizer”) i wzmacniacze mocy.

■ **Gramofony** – stosowanie elektronicznej stabilizacji obrotów oraz napędów bezpośrednich; częste stosowanie generatorów kwarcowych.

■ **Magnetofony** – zarówno kasetowe jak i szpulowe w wykonaniu jako „deck”; powszechne stosowanie układów redukcji szumów (typu DOLBY-B i podobnych) oraz przystosowanie do korzystania z dowolnego typu taśm przez stosowanie odpowiednich korekcyjnych układów elektronicznych.

■ **Zestawy głośnikowe** – nowe konstrukcje obudów i układów zapewniające polepszenie jakości głównie przez zmniejszenie współczynnika zawartości harmonicznych i zmniejszenie zniekształceń fazowych.

■ **Słuchawki** – nowe konstrukcje i rozwiązania mające na celu poprawę jakości (słuchawki ortofoniczne, słuchawki dwuprzetwornikowe, słuchawki z folią piezopolimerową), zmniejszanie masy i siły nacisku na uszy.

W zakresie organów manipulacyjnych i regulacyjnych panuje tendencja do zastępowania bezpośredniego napędu mechanicznego sterowaniem elektrycznym oraz do wizualnej sygnalizacji położenia (stanu) regulatora. Konsekwencją panującego stylu jest również umieszczenie charakterystyk i schematów strukturalnych na płytach czołowych urządzeń.

Klasyczny przykład rozwiązania zestawu Hi-Fi typu „wieża”, czyli o konstrukcji stojakowej, przedstawiono na rys. 1.

Większość zestawów jest realizowana w rozpowszechnionym standardzie 19-calowym (przeliczonym obecnie na układ metryczny) w wersji stojakowej. Człony składowe zestawu takie, jak tuner, wzmacniacz, magnetofon i inne wykonane w postaci paneli czołowych (szuflad). Poszczególne urządzenia, po wprowadzeniu ich do stojaka, są mocowane śrubami za płyty czołowe. Połączenia między urządzeniami (panelami) wykonane są kablami łączącymi gniazda wejściowe i wyjściowe, umieszczone na tylnych ich płytach.

Wysokość stojaków – ze względu na wygodę obsługi – nie przekracza 130 cm, przy czym urządzenia są tak rozmieszczone, aby znajdowały się na wysokości od 40 do 130 cm.

Niektóre firmy lansują inne rozwiązanie, polegające na ustawianiu poszczególnych urządzeń na półkach o konstrukcji przypominającej wąską biblioteczkę. W tym przypadku urządzenia nie mają wystających po bokach płyt czołowych, co jest

zaletą, szczególnie, gdy poszczególne urządzenia ustawia się inaczej, np. rozmieszcza na półkach meblowych.

Zestaw muzyczny Hi-Fi typu ZM 6000

Zestaw muzyczny Hi-Fi typu ZM 6000 (rys. 2) opracowany i wykonany w Ośrodku Badawczo-Rozwojowym Elektronicznego Sprzętu Powszechnego Użytku (OBRESPU) składa się z tunera, wzmacniacza m.c., gramofonu i magnetofonu kasetowego (typu „deck”), dwóch zespołów głośnikowych oraz odpowiedniego stojaka. Wszystkie urządzenia składowe zestawu są połączone ze sobą na stałe, tworząc całość funkcjonalną, przy czym jest możliwa współpraca poszczególnych urządzeń zestawu z odpowiednimi urządzeniami zewnętrznymi.

Urządzenia wchodzące w skład zestawu mogą być wykorzystane do pracy poza zestawem po wymontowaniu ich ze stojaka. Głębokość całkowita stojaka z wmontowanymi urządzeniami nie przekracza 42 cm, a wysokość ograniczono do 110 cm. Stojak zaprojektowano jako konstrukcję z płaskich elementów płyt stolarskich i wiórowych, które po skręceniu na tzw. śruby młoteczkowe tworzą sztywną całość. Powierzchnie zewnętrzne elementów stojaka są wykończone naturalną okleiną drewnianą o fakturze półmatowej. Stojak ma nóżki o regulowanej wysokości.

W dolnej części stojaka znajduje się wnęka przeznaczona na składowanie płyt gramofonowych. Nad wnęką jest szuflada przeznaczona do przechowywania kaset magnetofonowych i dodatkowego wyposażenia, jak słuchawki, mikrofon, kable połączeniowe, sprzęt do konserwacji, itd.

Poszczególne panele są zamocowywane w stojaku śrubami. Tylne strony stojaka wykorzystane zostały do poprowadzenia połączeń elektrycznych między poszczególnymi panelami.

Całość zestawu jest zasilana jednym kablem sieciowym. Tuner i wzmacniacz m.c. zestawu zostały wykonane w oparciu o moduły opracowane w OBRESPU i stosowane w odbiorniku „Radmor 5100” oraz dodatkowe moduły opracowane do zestawu.

Gramofon zestawu oparty jest na konstrukcji gramofonu G-1100fs „Daniel”, magnetofon natomiast na M604SD. Zespoły głośnikowe zrealizowano na standardowych zespołach ZG 40C.

A oto dane techniczne zestawu Hi-Fi typu ZM 6000.

TUNER

Zakres częstotliwości UKF-FM: 65,5...73 MHz
Zakres częstotliwości AM: 165...285 kHz
Czułość przy antenie zewnętrznej: AM $\leq 40 \mu V$; FM $\leq 1,8 \mu V$
Odstęp od zakłóceń: AM $> 46 \text{ dB}$; FM $> 50 \text{ dB}$
Pasma przenoszenia: 40...12 500 Hz
Napięcie wyjściowe: 0,5 V

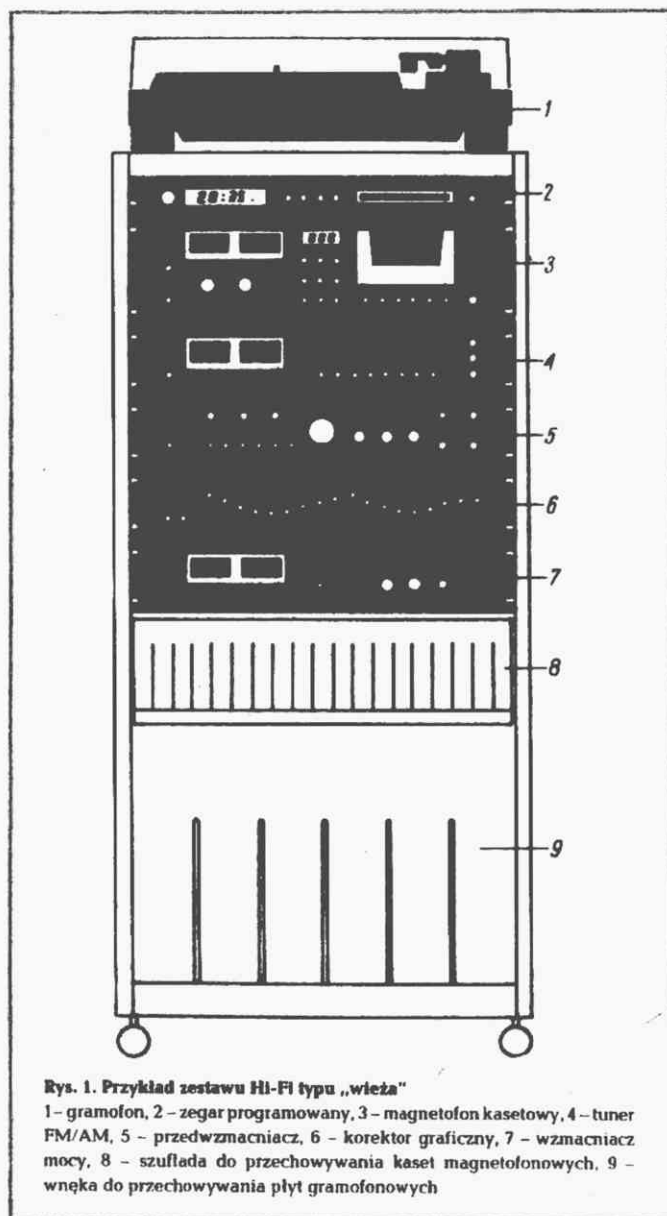
WZMACNIACZ M.C.

Znamionowa moc wyjściowa: $2 \times 30 \text{ W}$
Pasma przenoszenia: 30...20 000 Hz
Impedancja obciążenia: 4Ω
Zniekształcenia nieliniowe w paśmie przenoszenia: $\leq 0,2\%$
Stosunek sygnał/zakłócenia odniesiony do 50 mW: $> 60 \text{ dB}$ (dla wejścia korekcyjnego $> 56 \text{ dB}$)

Zakres regulacji barwy dźwięku: $\pm 12 \text{ dB}$ przy 80 Hz i 12 kHz
Wejścia: 2,5 mV/47 k Ω i 250 mV/220 k Ω

MAGNETOFON KASETOWY

Pasma przenoszenia:
- dla taśmy Fe - 40...12 500 Hz
- dla taśmy CrO₂ - 40...14 000 Hz



Rys. 1. Przykład zestawu Hi-Fi typu „wieża”

1 – gramofon, 2 – zegar programowany, 3 – magnetofon kasetowy, 4 – tuner FM/AM, 5 – przedwzmacniacz, 6 – korektor graficzny, 7 – wzmacniacz mocy, 8 – szuflada do przechowywania kaset magnetofonowych, 9 – wnęka do przechowywania płyt gramofonowych



Rys. 2. Zestaw muzyczny Hi-Fi ZM 6000

Fot. J. Czarnecki

Stosunek sygnał/szum:
 - dla taśmy Fe z CNRS - ≥ 60 dB
 - dla taśmy CrO₂ z CNRS - ≥ 66 dB
 Nierównomierność prędkości
 przesuwu taśmy: $\leq 0,15\%$
 Wejście mikrofonowe: 0,5 mV/3,3 k Ω
 Wyjścia: 0,5 V i 2 V (słuchawkowe)

GRAMOFON

Obroty talerza: 33 $\frac{1}{3}$, 45 obr/min
 Pasma przenoszenia: 20...20 000 Hz
 Odstęp od zakłóceń od wibracji
 napędu (ważony): ≥ 60 dB
 Kołysanie dźwięku: $\leq \pm 0,12\%$

Pod względem parametrów techniczno-eksploatacyjnych poszczególne urządzenia składowe zestawu można zaliczyć do urządzeń o najwyższym poziomie technicznym.

W porównaniu z urządzeniami produkowanymi seryjnie w kraju urządzenia składowe zestawu charakteryzują się następującymi cechami nowości.

Tuner - zewnętrzna obrotowa antena ferrytowa, regulacja poziomu sygnału wyjściowego, wskaźniki o zwiększonych

gabarytach, dodatkowe układy elektroniczne polepszające jakość odbioru, kontaktronowe przełączanie programu.

Wzmocniacz - dwa wejścia magnetofonowe, układy pod-słuchu i przegrywania przystosowane do współpracy z dwoma magnetofonami, wskaźniki poziomu mocy wyjściowej o zwiększonych gabarytach i skali logarytmicznej.

Gramofon - kontaktronowe przełączanie funkcji z sygnalizacją diodami świecącymi, dodatkowe zmniejszenie wpływu pól zakłócających magnetycznych i elektrycznych.

Magnetofon - kontaktronowe przełączanie funkcji, dodatkowe wskaźniki przesterowania na diodach świecących. Porównanie parametrów techniczno-eksploatacyjnych zestawu ZM 6000 z parametrami wyrobów firm zagranicznych pozwala uznać ten zestaw krajowy za odpowiednik średniej klasy zestawów Hi-Fi czołowych firm światowych.

Najbardziej zbliżonym zagranicznym odpowiednikiem funkcjonalnym zestawu ZM 6000 jest zestaw „SYSTEM 3” produkcji japońskiej firmy SONY.

Jest planowana małoseryjna produkcja zestawu ZM 6000 w jednym z zakładów UNITRA-DOM.

UKŁAD SCALONY UL1242N

mgr inż. CEZARY RUDNICKI

Monolityczny analogowy układ scalony typu UL1242N składa się z szerokopasmowego wzmacniacza ograniczającego, detektora sygnałów FM i wzmacniacza wstępnego małej częstotliwości o regulowanym wzmocnieniu napięciowym. Jest przeznaczony do stosowania w torach fonicznych odbiorników telewizyjnych oraz w torach UKF-FM odbiorników radiofonicznych. Układ scalony UL1242N jest krajowym odpowiednikiem bardzo popularnego układu scalonego typu TBA120S produkowanego przez wiele firm zagranicznych.

Dane techniczne układu zawarto w tablicach 1 i 2.

Na rysunku 1 przedstawiono schemat strukturalny układu scalonego UL1242N wraz z dołączonymi niezbędnymi elementami zewnętrznymi. Na schemacie zaznaczono również elementy dodatkowe zawarte w układzie: tranzystor n-p-n z rezystorem szeregowym w obwodzie bazy oraz zespół dwóch stabilizatorów połączonych szeregowo. W tablicy 3 zestawiono parametry statyczne tych elementów dodatkowych.

Szerokopasmowy wzmacniacz ograniczający zawiera osiem stopni wzmocnienia napięciowego, przy czym każdy stopień stanowi para różnicowa ze źródłem prądowym. Stopień wyjściowy tego wzmacniacza tworzy para wtórników emiterowych.

Sygnał wejściowy jest doprowadzany między końcówki oznaczone numerami 14 i 2, zaś sygnał wyjściowy występuje między końcówkami 6 i 10. Przebieg wyjściowy ma kształt przebiegu prostokątnego o współczynniku wypełnienia równym 0,5 i wartości międzyszczytowej równej około 0,24 V pod warunkiem, że do wejścia jest doprowadzony sygnał o wartości nie mniejszej od 75 μ V. Wzmacniacz ograniczający jest zasilany z wewnętrznego stabilizatora o napięciu około 2,6 V.

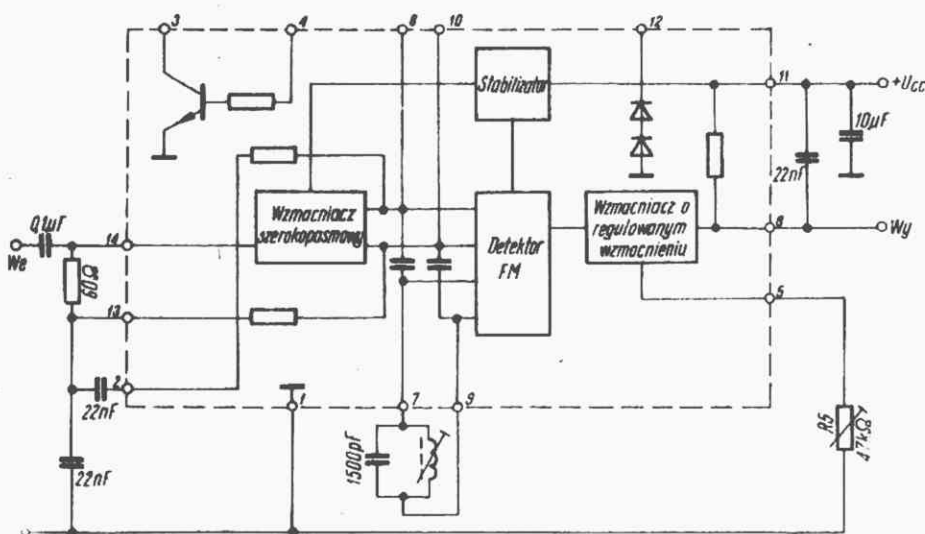
Detektor FM jest utworzony w postaci mieszacza iloczynowego o wejściach symetrycznych i zawiera dziewięć tranzystorów.

W układzie detekcji zastosowano (patrz rys. 1) symetryczny przesuwnik fazy składający się z dwóch kondensatorów o pojemnościach około 50 pF i obwodu rezonansowego dostrojonego do częstotliwości modulowanej. Napięcie sygnału wyjściowego małej częstotliwości i współczynnik zawartości harmonicznych sygnału zależą od parametrów obwodu rezonansowego, jego rezystancji dynamicznej i dobroci. Rezystancja dynamiczna obwodu rezonansowego powinna być znacznie mniejsza od reakcji kondensatora w rozpatrywanym zakresie częstotliwości, natomiast dobroć obwodu jest dobierana stosownie do przyjętej dopuszczalnej wartości współczynnika zawartości harmonicznych.

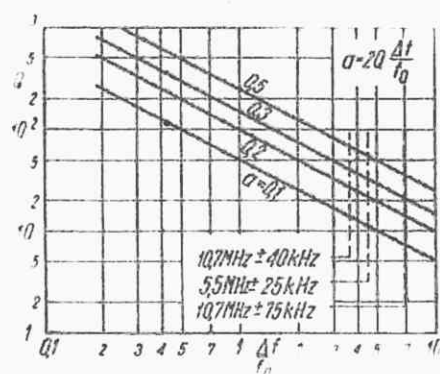
Tablica 1

Dopuszczalne wartości parametrów eksploatacyjnych układu scalonego UL1242N

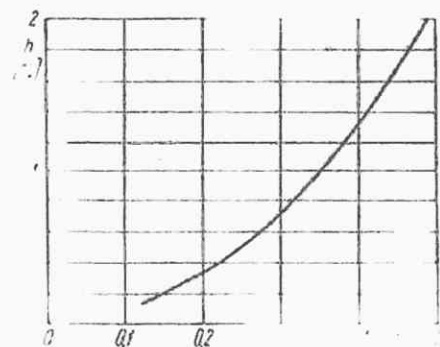
Parametry	Symbol	Wartość	Jednostka
Napięcie zasilania układu	U _{CC}	18	V
Napięcie stałe na wejściu regulacyjnym (końcówka 5)	U ₅	4	V
Prąd kolektora tranzystora dodatkowego	I ₃	5	mA
Prąd bazy tranzystora dodatkowego	I ₄	2	mA
Prąd diod stabilizacyjnych			
- ciągły	I ₁₂	15	mA
- chwilowy	I _{12M}	20	mA
Moc tracona w układzie			
- ciągła	P	400	mW
- chwilowa	P _M	500	mW
Zakres temperatur pracy	T _{amb}	-15...+ 70	°C
Zakres temperatur przechowywania	T _{stg}	-40...+125	°C



Rys. 1. Schemat blokowy układu scalonego UL1242N



Rys. 2. Wykresy $a = \text{const}$ we współrzędnych: dobroć - odstrojenie względne



Rys. 3. Zależność współczynnika zawartości harmonicznych od wartości „a”

Na rysunku 2 przedstawiono odpowiedni wykres we współrzędnych: dobroć - odstrojenie względne. Linie wyznaczają maksymalne wartości dobroci przy określonych wartościach dewiacji częstotliwości.

Na rysunku 3 przedstawiono zależność współczynnika zawartości harmonicznych od wartości współczynnika „a”. Sposób posługiwania się tymi wykresami wyjaśnia poniższy przykład.

Wzmacniacz pośredniej częstotliwości odbiornika radiofonicznego ($f_0 = 10,7$ MHz, dewiacja $\Delta f = 50$ kHz) ma stanowić część toru odbiorczego o wysokiej jakości,

a zatem współczynnik zawartości harmonicznych nie powinien przekraczać wartości 0,5%. Z wykresu na rys. 3 wynika, że wartość współczynnika „a” powinna być mniejsza od 0,25. Następnie z wy-

kresu na rys. 2 odczytuje się, że dobroć obwodu powinna w tym przypadku wynosić około 20.

Z wyjścia detektora FM sygnał jest przekazywany do wzmacniacza wstępnego m.c. o regulowanym wzmacnieniu. Wzmacniacz ten zawiera sześć tranzystorów. Wzmocnienie napięciowe układu jest zależne od wartości napięcia stałego na dzielniku napięcia złożonym z dwóch rezystorów zawartych w układzie scalonym. Końcówka jednego z rezystorów jest połączona z wyprowadzeniem 5, służącym do przyłączenia układów regulacyjnych. Zakres regulacji, czyli stopień redukcji wzmacnienia, wynosi 70 dB.

Przykłady zastosowań

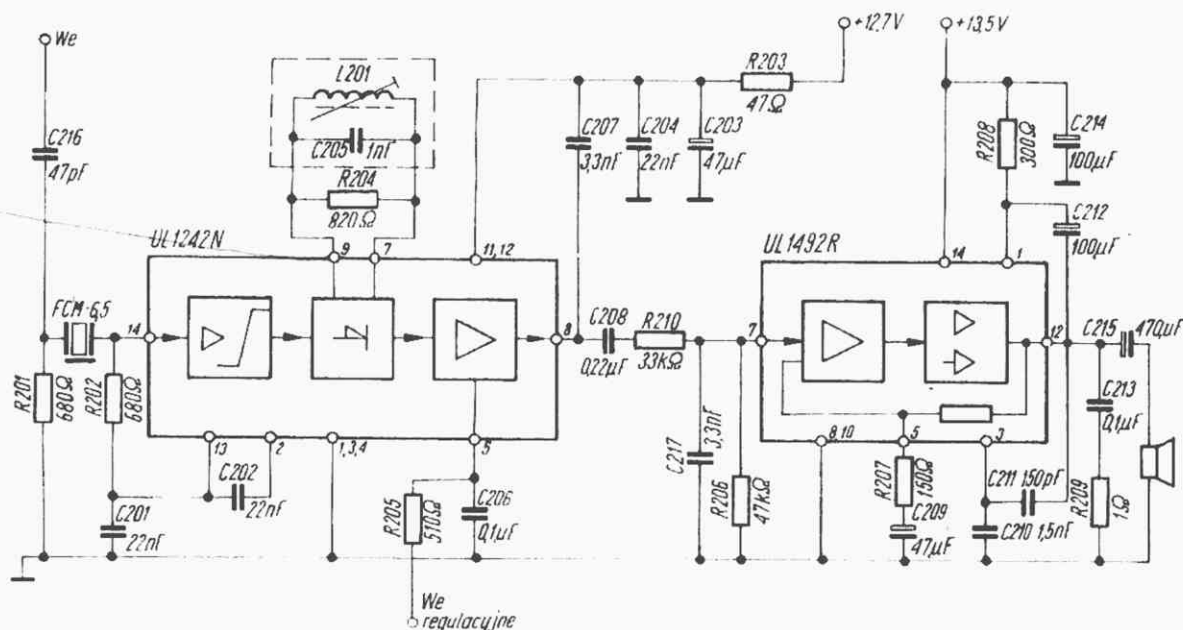
Parametry z tablicy 2 dotyczą podstawowego zastosowania układu scalonego UL1242N - wzmacniacza w torze fonicznym odbiornika telewizyjnego.

Przedstawiony na rys. 4 schemat, to schemat modułu fonii odbiornika telewizyjnego „Neptun 625” produkowanego przez Zakłady UNIMOR.

Tablica 2

Parametry charakterystyczne układu scalonego UL1242N

Parametry	Symbol	Wartość	Jedn.
Pobór prądu ze źródła zasilania			
- $R_5 = 4,7 \text{ k}\Omega$	I_{CC}	10...18	mA
- $R_5 = 0$	I_{CC}	12...20	mA
Wzmocnienie napięciowe	A_u	68	dB
$f = 6,5 \text{ MHz}$, $U_i = 10 \text{ mV}$			
Napięcie wyjściowe wzmacniacza	U_0	250	mV
$f = 6,5 \text{ MHz}$, $U_i = 10 \text{ mV}$			
Próg ograniczania wzmacniacza	U_{lim}	<75	μV
$f = 6,5 \text{ MHz}$			
Impedancja wejściowa			
- rezystancja	R_i	>12	$\text{k}\Omega$
- pojemność	C_i	<6	pF
Tłumienie modulacji amplitudy			
$f = 6,5 \text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50 \text{ kHz}$, $m = 30\%$			
- $U_i = 0,5 \text{ mV}$	AMR	55 (>45)	dB
- $U_i = 10 \text{ mV}$	AMR	68 (>60)	dB
Napięcie wyjściowe małej częstotliwości			
$f = 6,5 \text{ MHz}$, $f = \pm 50 \text{ kHz}$			
$U_i = 10 \text{ mV}$, $f_m = 1 \text{ kHz}$	U_0	>0,7	V
Współczynnik zawartości harmonicznych			
$f = 6,5 \text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50 \text{ kHz}$			
$U_i = 10 \text{ mV}$, $f_m = 1 \text{ kHz}$	h	3 (<4)	%
Zakres regulacji napięcia wyjściowego			
$f = 6,5 \text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50 \text{ kHz}$			
$U_i = 10 \text{ mV}$, $f_m = 1 \text{ kHz}$	AU_0	70	dB
Rezystancja potencjometru regulacyjnego			
$f = 6,5 \text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50 \text{ kHz}$			
$U_i = 10 \text{ mV}$, $f_m = 1 \text{ kHz}$			
- $AU_0 = -1 \text{ dB}$	R_5	3,7 (<4,7)	$\text{k}\Omega$
- $AU_0 = -70 \text{ dB}$	R_5	1,4 (<1)	$\text{k}\Omega$
Napięcie na wejściu regulacyjnym			
$f = 6,5 \text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50 \text{ kHz}$			
$U_i = 10 \text{ mV}$, $f_m = 1 \text{ kHz}$			
- $AU_0 = -1 \text{ dB}$	U_5	2,4	V
- $AU_0 = -70 \text{ dB}$	U_5	1,3	V
Napięcie stałe na wyjściu układu	U_8	7,4	V

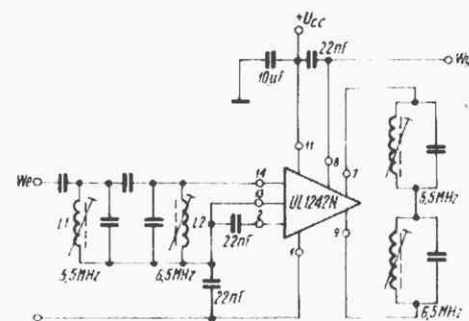


Rys. 4. Schemat toru fonii odbiornika telewizyjnego Neptun 625

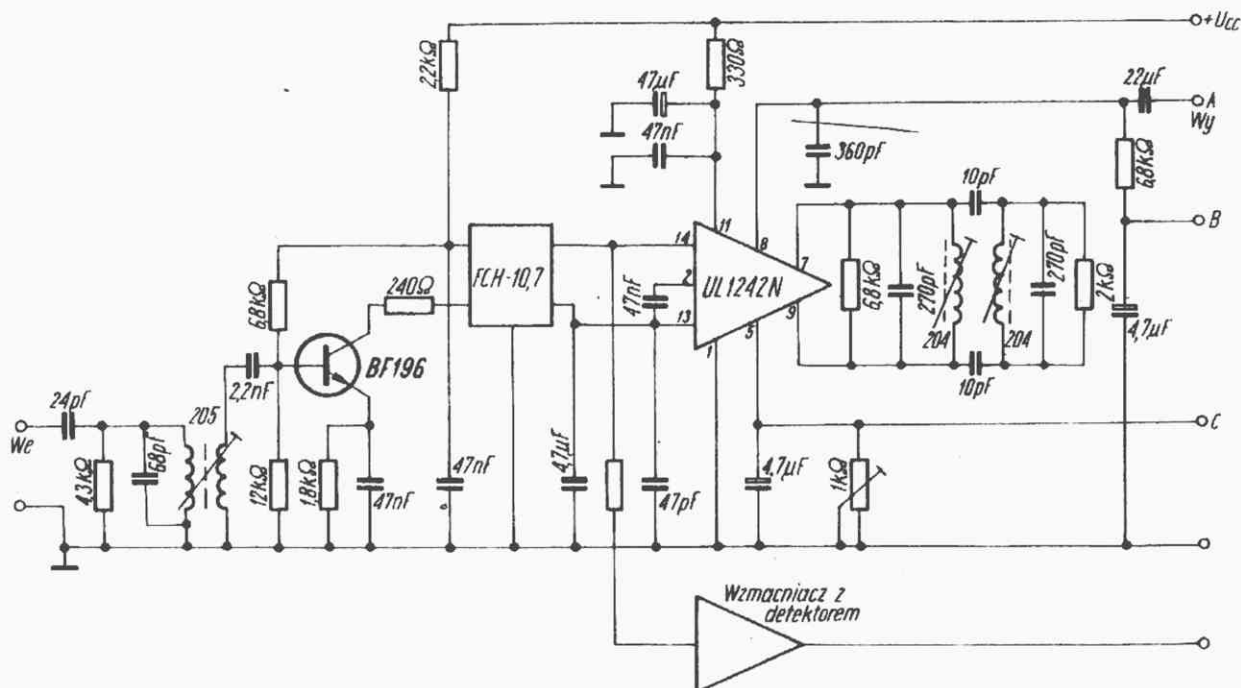
Tablica 3

Parametry statyczne elementów dodatkowych układu scalonego UL1242N

Parametry	Symbol	Wartość	Jednostka
Napięcie stabilizatora			
$I_{12} = 5 \text{ mA}$	U_{12}	11,2 - 13,2	V
Rezystancja dynamiczna stabilizatora			
$I_{12} = 5 \text{ mA}$	r_z	30 (~ 55)	Ω
Napięcie przebicia tranzystora			
$I_C = 0,5 \text{ mA}$	$U_{1BRUCEP}$	> 13	V
Współczynnik wzmocnienia prądowego			
$I_C = 0,5 \text{ mA}$	h_{21E}	80 (> 25)	



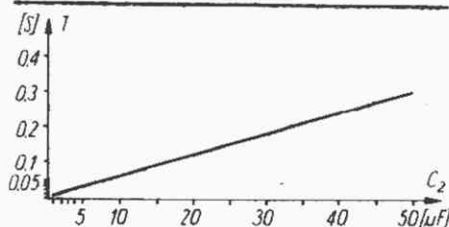
Rys. 5. Uproszczony schemat wzmacniacza toru fonii w telewizorze przystosowanym do dwóch standardów



Rys. 6. Schemat wzmacniacza poir.cz. radiodbiornika Radmor 5100

10 mA, natomiast szczytowy prąd kolektora nie powinien przekroczyć 50 mA.

Zamiast żarówki „Ż” można włączyć przez transformator dopasowujący głośnik. Uprości to układ metronomu o wzmacniacz m.c.z. z tranzystorem T3, ale siła dźwięku może okazać się niewystarczająca. Obniżenie rezystancji w obwodzie kolektora tranzystora T2 (np.



Rys. 2. Krzywa do określenia pojemności C2 (wyjaśnienie w tekście)

zmiana żarówki) spowoduje wzrost prądu płynącego przez tranzystor, co ma pewien wpływ na częstotliwość drgań. Dla tranzystora TG5 rezystancja ta nie powinna być mniejsza od 200 Ω ze względu na możliwość przegrzania tranzystora i uszkodzenia złącza.

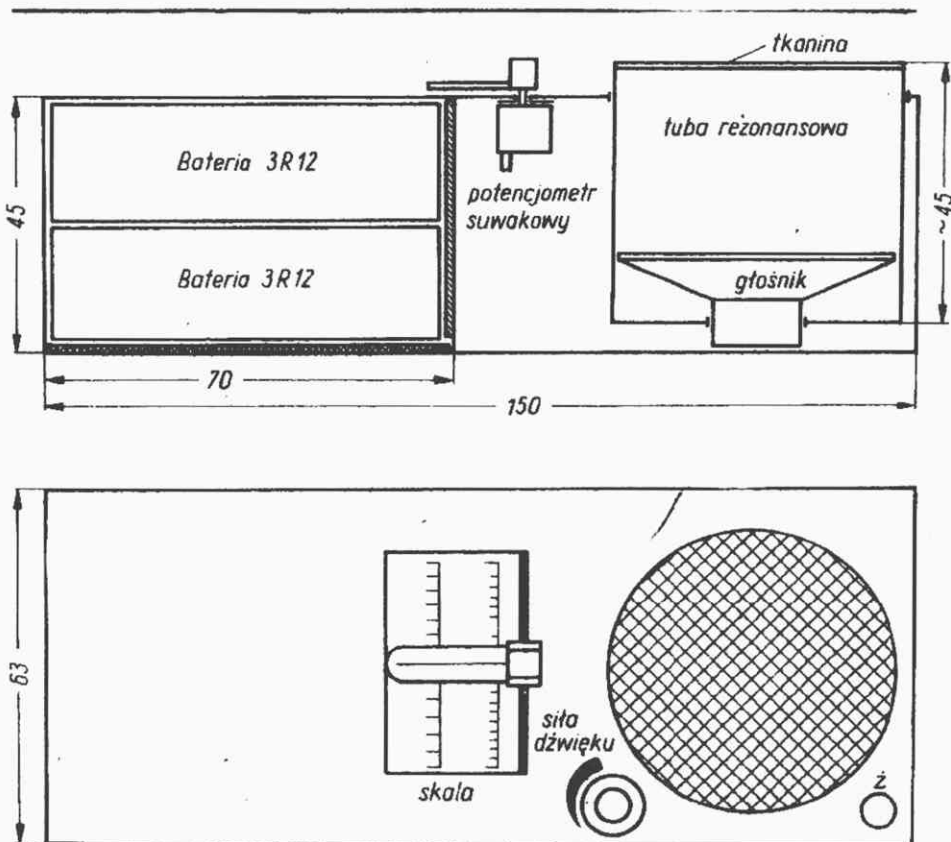
Prądy maksymalne kolektorów tranzystorów T1 i T2 określają wzory:

$$I_{C1} = \frac{U_B}{R_1}$$

$$I_{C2} = \frac{U_B}{R_2}$$

Układ wzmacniacza sygnałów multiwibratora pracuje w klasie A z tranzystorem TG55 zaopatrzonym w mały radiator z folii miedzianej. Układ ten wybrano ze względu na prostotę i małą liczbę elementów. Wadą jest nieekonomiczna praca układu. Rezystory R5 i R6 tworzą układ dzielnika napięcia polaryzującego bazę tranzystora T3. Jednocześnie rezystor R5 wykorzystano do regulowania w układzie potencjometrycznym siły impulsów, odtwarzanych przez głośnik. Rezystor R7 zapewnia stabilizację temperaturową prądu kolektora. Przy impedancji głośnika 40 Ω prąd kolektora nie powinien przekroczyć 70 mA.

Ton charakterystycznych „stuków” jest zbliżony barwą do impulsów wytwarzanych przez metronom mechaniczny.



Rys. 3 Szcik obudowy i rozmieszczenia części

W urządzeniu modelowym zastosowano głośnik o impedancji 40 Ω (rezystancja 30 Ω) i średnicy 5 cm. Lepsze efekty akustyczne uzyskuje się przez zastosowanie głośnika o większej średnicy membrany.

Nagłosnienie większego pomieszczenia wymaga zastosowania głośnika o mocy 2 W i większego tranzystora mocy, np. TG70 z transformatorem dopasowującym w obwodzie kolektora.

Pobór prądu przez układ multiwibratora wynosi 45 mA, a przez układ wzmacniacza 70 mA. Do zasilania zastosowano dwie płaskie baterie typu 3R12 po 4,5 V każda.

Baterie i urządzenie umieszczono w prostokątnej obudowie metalowej lub plastikowej o wymiarach około 150×63×45 mm. Otwór głośnika osłonięto tzw. tubą rezonansową, zwiększającą słyszalność impulsów. Umieszczenie tej kierunkowej osłony rezonansowej ilustruje rys. 3.

Osłona może być wykonana z cienkiej blachy lub tworzywa w formie pierścienia lub stożka o średnicy równej średnicy głośnika.

Skalowanie należy wykonać zliczając impulsy w ciągu minuty.

Potencjometr R3 jest typu suwakowego. Wartości na skali wskazuje rysa naniesioną na pasek z przezroczystego tworzywa, który jest przyklejony do nasadki ślizgacza potencjometru.

Wykaz ważniejszych elementów

Tranzystory

T1 – TG3A lub TG2, ASY35, ASY36, ASY37

T2 – TG5 lub TG3A, ASY35, ASY36, ASY37

T3 – TG55 lub TG52, TG53, TG50

Inne

Gl – głośnik GD 5/0,2 lub GD 7 0,2 Z $\geq$ 40 Ω , R $\geq$ 30 Ω

Ż – żarówka 12 V/0,05 A.

UWAGA CZYTELNICY!

Ze względu na okres urlopów letnich i wakacji w lipcu i sierpniu Redakcja nie będzie udzielać porad technicznych.

OGŁOSZENIA

Naprawa i przewijanie głośników wszelkich typów firm krajowych i zagranicznych, jak: Lansing, Gauss, Fender, Vermona, z gwarancją. Naprawa, montaż, efekt LESLIE dwubiegowe elektroniczne. Andrzej Zakrzewski, ul. Królewska 20, 05-230 Kobylka.

Słuchawki magnetyczne 2000 omów w cenie 275 zł oraz mikrofonowe wkładki krystaliczne – 100 zł wysyła za pobraniem ZAKŁAD ELEKTROMECHANICZNY ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź.

■ 17 maja – Międzynarodowy Dzień Telekomunikacji – obchodzony był w tym roku szczególnie uroczystie. Staraniem Stowarzyszenia Elektryków Polskich i Ministerstwa Łączności zorganizowano w domu Technika w Warszawie specjalną sesję naukową pod hasłem „Telekomunikacja dla wszystkich”.

Po okolicznościowych przemówieniach prezesa SEP, gen. sekretarza UIT i ministra Łączności prof. E. Kowalczyka, referat pt. „Telekomunikacja dla wszystkich” wygłosił wiceprezes SEP inż. E. Janowski. W referacie przedstawiono osiągnięcia resortu łączności w rozbudowie telefonii, telegrafii, radia i telewizji. Następnie

Dla przykładu koszt zainstalowania konwertera ORMAT o mocy 300 W wynosi 12 000 dolarów, zaś roczna eksploatacja 3000 dolarów. Porównywalna stacja z zasilaniem z baterii słonecznych i (akumulatorów) o mocy 300 W kosztuje 71 000 dolarów, zaś roczny koszt eksploatacji 1000 dolarów.

Analiza kosztów za okres 10-letni wykazuje, że system ORMAT kosztuje 42 000 dolarów, zaś system z baterią słoneczną 96 000 dolarów.

Przewiduje się, że w perspektywie podrożeń paliwa najoszczędniejszym systemem zasilania trudno dostępnych stacji bez sieci energetycznej będzie połączenie systemu ORMAT z systemem baterii słonecznych, zaś w krajach północnych połączenie systemu ORMAT z generatorem napędzanym wiatrakami.

■ Telcom-Australia (państwowy zarząd telekomunikacji w tym kraju) uruchomił linię radiową wyposażoną w 13 stacji zasilanych wyłącznie energią słoneczną. Linia ta łącząca Alice Springs i Tennant Creek, umożliwia przesyłanie programów telewizyjnych, rozmów telefonicznych oraz łączność teleksową.

Jako ciekawostkę należy podkreślić, że linię zbudowano wzdłuż trasy, którą przebiegała jedнопроводowa linia telegraficzna uruchomiona w 1872 r.

Ostatnio trzy luksusowe okręty pasażerskie typu Royal Wiking Star posiadające łącznie z załogą po 2500 osób zainstalowały centrale odbiorczo-nadawcze współpracujące w sieci satelitarnej MARISAT. Wyposażenie stacji okrętowej dostarcza firma Magnavox.

■ Firma R. Bosch GmbH opracowała ostatnio dwuformatowy (16 i 35 mm) model telekina oparty na technice cyfrowej i wyposażony w półprzewodnikowy układ analizujący, w miejsce lampy widikonowej. Wyliminowano dzięki temu smużenie, „zabrudzenie” kolorów oraz konieczność konstruowania kompleksowych układów odchylających. Zaletami systemu są: regulacja prędkości przesuwu taśmy od 0 do 25 obrazów na sekundę bez zmiany koloru, zwolniony ruch i przyspieszony nawet do 25 razy (dla taśmy 16 mm), obraz nieruchomy, użycie filmu pozytywowego lub negatywu. Model tego telekina (FDL-60) będzie demonstrowany na tegorocznym Sympozjum Telewizyjnym w Montreux.

■ Instalacje sieci telewizji kablowej mają coraz większe znaczenie w dobie budowy wysokościowców utrudniających poprawny odbiór programów telewizyjnych i radiofonicznych. Budowa tzw. osiedlowych instalacji zbiorowych jest już i u nas sprawą niedalekiej przyszłości. Na targach w Hanowerze firma AEG-Telefunken demonstrowała system telewizji kablowej umożliwiającą rozprowadzanie 12 programów telewizyjnych i 24 radiofonicznych. Do sieci tej, oprócz odbieranych w dogodnym punkcie programów telewizyjnych, można doprowadzić program własny, programy odbierane z satelitów, jak również zapisane programy na magnetowidach.



Obchody Międzynarodowego Dnia Telekomunikacji w Polsce zaszczylił swą obecnością Sekretarz Generalny Międzynarodowej Unii Telekomunikacyjnej (UIT) p. Mohammed Mili, zaproszony przez ministra Łączności. Podczas sesji odbyło się uroczyste dekorowanie najwyższym odznaczeniem SEP (medal im. prof. M. Pożaryskiego) p. Mohammeda Mili (fot. niżej) w uznaniu za wkład w rozwój telekomunikacji na świecie oraz I zastępcy ministra Łączności inż. K. Kozłowskiego za zasługi nad rozwojem radia i telewizji w Polsce. Medale wręczał osobiście prezes SEP mgr inż. T. Dryzek.

referaty wygłosili: mgr inż. A. Starzyński (Zjednoczenie UNITRA) na temat „Produkcja urządzeń odbiorczych radia i telewizji” oraz dyr. mgr inż. H. Smoleńska na temat „Współpraca PRL z UIT i przygotowania do Światowej Konferencji Radiokomunikacyjnej”. Uroczystości zostały zakończone zwiedzaniem wystawy osiągnięć przemysłu teleelektrycznego w ZPT – TELKOM (ZWUT).

■ Do zasilania sieci linii radiowych opracowano ostatnio niezawodny system energetyczny ORMAT, którego sercem jest przetwornik energii cieplnej dostarczanej przez palnik gazowy lub naftowy oraz generator prądu zmiennego napędzany przez turbinę poruszającą parą. Całość jest szczelna, tak że czynnik płynny zamieniany na parę, a następnie skraplany nie zużywa się i wystarcza na 20-letnią nieprzerwaną pracę. W takie generatory, produkowane o mocach od 50...6000 W wyprostowanego prądu stałego przy napięciu 12, 24 lub 48 V wyposażono panafrykańską linię radiową łączącą Dakar, Senegal, Mali, Górną Woltę i Niger (40 stacji po 1200 W) oraz linię radiową zbudowaną wzdłuż rurociągu Trans – Alaska Pipeline – 122 stacje po 600 W, pracujące w temperaturze 60°C. Analiza ekonomiczna wykazała, że system ten jest nie tylko bardziej niezawodny od generatorów z silnikiem Diesla, ale również tańszy w budowie i eksploatacji od stacji zasilanych z baterii słonecznych.



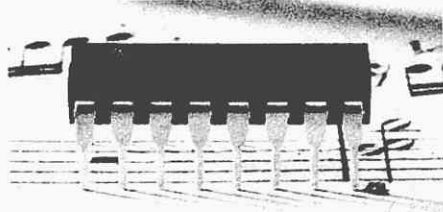
■ **Telecom 79.** Podczas trwania Światowej Konferencji Radiokomunikacyjnej zorganizowana zostanie w Genewie trzecia z kolei Wystawa Światowa Telekomunikacji (20-26 września 1979). Na wystawie będą demonstrowane najnowsze osiągnięcia światowego przemysłu w dziedzinie teletechniki, radiotechniki i telewizji. W tym samym czasie zorganizowane będą również imprezy, jak FORUM 79, symposium omawiające perspektywy rozwoju telekomunikacji z udziałem prominentnych przedstawicieli nauki i techniki oraz fachowców stałych organów Międzynarodowej Unii Telekomunikacyjnej CCITT, CCIR i IFRB. Odbędzie się również konkurs na najlepsze filmy (festiwal filmów na temat telekomunikacji i elektroniki o nagrodę „Złota Antena”) oraz targi światowe książki dla elektroniki i telekomunikacji.

■ **FCC (Amerykańska Komisja Federalna dla Komunikacji)** wyraziła ostatnio zgodę na budowę siódmego z kolei kabla podmorskiego między Europą i Ameryką (system TAT-7) dla około 4000 kanałów telefonicznych. Urządzenia wzmacniające wyprodukują firma Western Union zaś kabel – jedna z firm europejskich. Przewiduje się, że kabel będzie oddany do eksploatacji w 1983 r.

■ **Telewizja francuska** planuje w przyszłym roku wprowadzenie do stałej eksploatacji systemu teletext ANTIOPE. Doświadczenia dotychczasowych eksperymentalnych emisji (stałe informacje giełdowe i meteorologiczne) potwierdziły duże zainteresowanie widzów, tak że w roku przyszłym planuje się nadawanie magazynów informacyjnych dla celów edukacyjnych, zawodowych i rozrywkowych. Jednocześnie przemysł już w tym roku wprowadza odpowiedni system dekodów do produkowanych odbiorników kolorowych.

■ Ponad 200 000 odbiorników telewizyjnych w Japonii przystosowanych jest do odbioru drugiego kanału dźwięku w telewizji. Jakkolwiek tą drogą można przesyłać dźwięk stereofoniczny, to w praktyce jest on używany do nadawania emisji w drugim języku (angielskim).

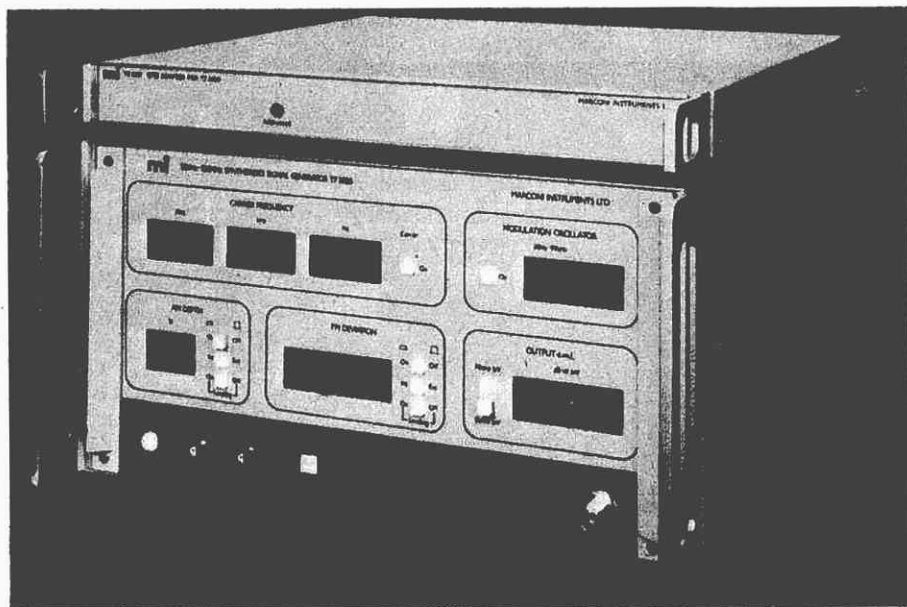
■ Spośród nowych opracowań układów scalonych zasługuje na uwagę stereodekoder, który w odróżnieniu od dotychczas produkowanych wyfiltrowuje sygnał o częstotliwości pilotującej bez zastosowania zewnętrznych obwodów rezonansowych. Układ ten – typ TCA4500A (Siemens) może być zasilany już od napięcia 10 V, zaś zniekształcenia nie przekraczają 0,3% (fot. niżej).



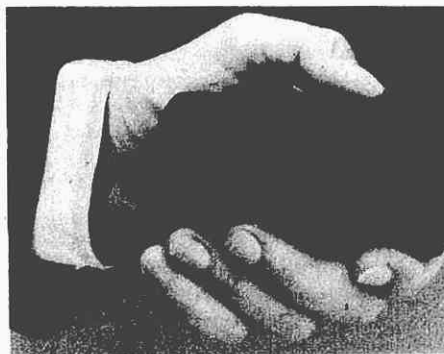
■ **Chińska Republika Ludowa** zwróciła się do USA z prośbą o pomoc w utworzeniu narodowej sieci satelitarnej do przesyłania około 35 telewizyjnych kanałów. Przewiduje się jednocześnie wysyłanie różnych programów do różnych prowincji kraju, przy czym w około 3800 komuchach mają być zainstalowane naziemne stacje odbiorcze z antenami o średnicy 3 m.

■ Firma Marconi Instruments opracowała nowy typ **programowanego generatora sygnałowego** (fot. poniżej) z syntezerem umożliwiającym nastawianie dowolnej częstotliwości w zakresie od 50 kHz do 520 MHz w odstępach co 1 Hz. Wszystkie parametry, jak częstotliwość oscylatora modulującego oraz wielkość napięcia wyjściowego są nastawiane i odczytywane cyfrowo. Parametry generatora są następujące:

- zakres częstotliwości: 50 kHz do 520 MHz ze stałością 1×10^{-7} na miesiąc;
- napięcie wyjściowe: regulowane od 0,2 μ V do 4 V, tłumik regulowany co 0,1 dB do 145,9 dB – dokładność ± 1 dB;
- modulacja częstotliwości: dziewięć w trzech zakresach do 299 kHz;
- modulacja amplitudy: w granicach 0...99% regulowana co 1%;
- wewnętrzny oscylator modulujący od 20 Hz do 99 kHz przy zniekształceniach mniejszych od 0,1%.

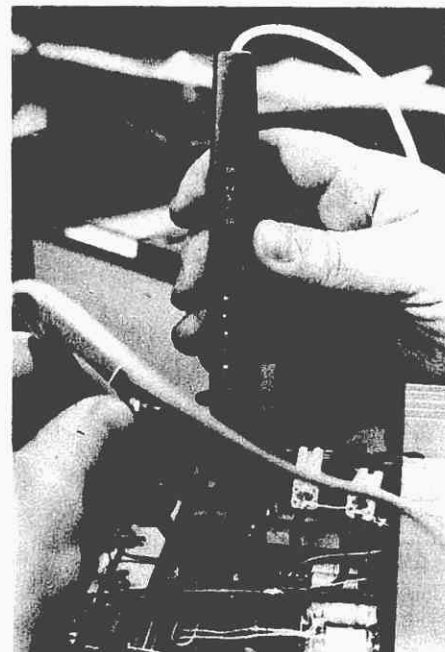


■ Pod nazwą „**Infrafern 500**” produkowany jest zestaw do zdalnego uruchamiania i sterowania różnych urządzeń ruchomych, jak np. drzwi garażowe, zasłony, systemy oświetlenia, transportery itp. Zestaw zawiera nadajnik, przedwzmacniacz i odbiornik, przy czym można go rozbudować do czterech kanałów. Sercem zestawu są układy scalone SAB3210 dla nadajnika, TDA4050 – przedwzmacniacz i SAB3209 dla odbiornika oraz oczywiście diody nadawcze i odbiorcze do promieniowania podczerwieni. Przykład nadajnika czterokanałowego (Siemens) przedstawiono poniżej. Zasięg działania nadajnika do 30 m.



■ Zarząd Łączności w Norwegii projektuje budowę sieci doprowadzającej program stereofoniczny do wszystkich ośrodków studyjnych i nadajników, oparty na urządzeniach cyfrowych. Urządzenia te nie tylko zapewniają szerokie pasmo częstotliwości do 15 kHz, ale również o wiele większą odporność na zakłócenia w porównaniu z siecią przesyłającą sygnały analogowe.

■ Wyskalowany próbnik napięcia opracowała firma Siemens (fot. niżej). W próbniku wmontowano 7 diod elektroluminescencyjnych, świecących zależnie od wielkości badanego napięcia (6, 12, 24, 50, 110, 220 i 380 V); dodatkowo ósma dioda wskazuje przy napięciu stałym ujemną polaryzację.



PROPOZYCJE DO NOWEGO REGULAMINU RADIOKOMUNIKACYJNEGO

mgr inż. ANDRZEJ CIEŚLIŃSKI

W roku bieżącym mija 20 lat od Światowej Administracyjnej Konferencji Międzynarodowej Unii Telekomunikacyjnej (ITU), na której uchwalono obowiązujący dotychczas REGULAMIN RADIOKOMUNIKACYJNY. Dokumentem tym kierują się w swej pracy służby radiokomunikacyjne wszystkich krajów członkowskich Unii. Ponieważ mimo wprowadzenia do niego poprawek, nie odpowiada on dzisiejszym potrzebom, zwołano konferencję międzynarodową ITU, na której zatwierdzi się nowy Regulamin Radiokomunikacyjny.

Do tej, tak ważnej konferencji, która odbędzie się na jesieni br., przygotowują się bardzo starannie nie tylko wszystkie kraje członkowskie ITU, których jest obecnie 154, ale również poszczególne służby – radiofonia, telewizja, radionawigacja lotnicza i morska, służba telekomunikacji satelitarnej oraz krótkofalowcy. Większość służb nie mieści się już w przydzielonych im przed laty pasmach częstotliwości. Należy spodziewać się, że uczestnicy konferencji przedstawią szereg wniosków o przydział nowych częstotliwości. Poszczególne kraje już dziś starają się sformułować swoje wnioski, aby w miarę możliwości jeszcze przed rozpoczęciem obrad poznać reakcję innych użytkowników.

W tej dziedzinie nie jest wyjątkiem także Europejska Unia Radiofoniczna (EBU) reprezentująca organizacje radiofoniczne i telewizyjne 31 krajów Europy (poza krajami socjalistycznymi zorganizowanymi w Międzynarodowej Organizacji Radia i Telewizji – OIRT), północnej Afryki i Bliskiego Wschodu oraz 54 członków-obszerników z pozaeuropejskiego obszaru radiodifuzyjnego.

EBU opublikowała niedawno wspólny dokument zawierający propozycje zmian w obowiązującym Regulaminie Radiokomunikacyjnym, o których istocie informujemy poniżej.

RADIOFONIA

Fale długie (obecnie 150...285 kHz) mają pozostać według propozycji EBU w wyłącznym użytkowaniu radiofonii – dotychczas niektórych częstotliwości w tym zakresie fal używają również ruchome służby radionawigacyjne – morska i lotnicza. Zaleca się też wprowadzenie innego rozkładu kanałów: kolejne częstotliwości nośne mają być całkowitą wielokrotnością odstepu międzykanałowego, wynoszącego obecnie 9 kHz. Po wprowadzeniu nowej generacji odbiorników radiofonicznych o pośredniej częstotliwości toru AM równej 468 kHz (również całkowita wielokrotność 9 kHz) znacznie zmniejszą się zakłócenia interferencyjne od sąsiednich kanałów.

Realizacja tej zmiany zakłada przesunięcie całego zakresu długofalowego o 1,5 kHz w kierunku mniejszych częstotliwości. Ponieważ EBU wnioskuję ponadto o przydział dwóch nowych kanałów, zakres ten rozciągałby się od 139,5 do 293,5 kHz. Odpowiada to częstotliwościom nośnym kanałów skrajnych: 144 i 289 kHz.

Zakres fal średnich powinien być według sugestii krajów członkowskich EBU dostosowany do planu podziału częstotliwości średniofalowych i długofalowych, uzgodnionego w Genewie na Regionalnej Konferencji Administracyjnej w 1975 r. Proponowany zakres obejmuje częstotliwości od 526,5 do 1606,5 kHz. Niektóre kraje wnioskuje poza tym o dodanie jeszcze jednego kanału 9 kHz „ulożonego” poniżej proponowanego pasma, a przeznaczonego na tzw. „falę wspólną” dla odległych geograficznie nadajników lokalnych małej mocy. Dolna granica zakresu wynosiłaby wtedy 517,5 kHz.

Bardzo poważna jest sytuacja w przepelnionych obecnie za-

kresach krótkofalowych. Jedynym rozwiązaniem jest przejście przynajmniej części użytkowników tych fal do pracy na innych zakresach. Zapowiedzią pewnej poprawy sytuacji jest technika satelitarna, którą coraz częściej stosują służby radiokomunikacyjne, kilkanaście lat temu pracujące prawie wyłącznie na falach krótkich.

Pasma 25,5...26,1 MHz (11 m), którego wykorzystanie jest ze względu na właściwości propagacyjne bardzo małe, EBU proponuje przydzielić radiofonii satelitarnej. Ta nowa i nie stosowana dotychczas technika umożliwiłaby odbiór programów nawet za pomocą odbiorników samochodowych i przenośnych.

Interesująca jest również propozycja przydzielenia do tych samych celów pasma 942...960 MHz zarezerwowanego dotychczas dla służb stałych i telewizji. Stanowiska krajów członkowskich EBU w tej kwestii różnią się jednak; decydują tu zapewne okoliczności o charakterze politycznym.

Zmianie ma ulec również zakres UKF-CCIR: zamiast obecnych 87,5...100 MHz ewentualnie 104 MHz, ma obejmować częstotliwości 88...108 MHz. Również i tę propozycję przedyskutowano już w 1975 roku w Genewie. Jej realizacja nie powinna napotkać na trudności, gdyż obecnie wiele odbiorników klas wyższych na Zachodzie ma już zakres UKF odpowiednio rozszerzony.

Do rozpoczęcia nadawania w zakresie 100...104 MHz przygotowują się również Polska i Czechosłowacja.

TELEWIZJA

Propozycje EBU idą przede wszystkim w kierunku polepszenia pokrycia terenu sygnałem telewizyjnym. Zaleca się wyeliminowanie z pasm telewizyjnych: I (41...68 MHz) i II (162...230 MHz) wszystkich pozostałych służb, zwłaszcza w Regionie I, obejmującym oprócz Europy wraz z europejską częścią ZSRR również śródziemnomorskie kraje Afryki i Małą Azję. Dotyczy to szczególnie zakresów 41...47, 162...174 i 216...230 MHz oraz zakresu UHF 470...960 MHz.

Europejska Unia Radiofoniczna (EBU) uważa za wystarczający przydzielony na ostatniej konferencji genewskiej zakres 11,7...12,5 GHz dla satelitarnych transmisji telewizyjnych. Dla łączności w kierunku „do satelity” trzeba będzie jednak znaleźć dalsze częstotliwości.

Światowa Konferencja ITU 1979 zadecyduje również o zasadach, którymi służby radiokomunikacyjne kierować się będą jeszcze w latach dziewięćdziesiątych naszego stulecia. Musi więc uwzględnić nie tylko wszystkie aktualne, ale i perspektywiczne wymagania stawiane tej dziedzinie telekomunikacji. Z tego względu EBU zaleca szczególnie starannie rozważyć wszystkie możliwości wykorzystania częstotliwości większych od 12 GHz. Dla telewizji zastrzeżono tu całkowicie lub częściowo trzy zakresy: 22,5...23 GHz – częściowo, zaś pasma 41...43 GHz i 84...86 GHz mają obecnie na całym świecie służyć wyłącznie transmisjom telewizyjnym.

EBU proponuje zastrzec w przyszłości dla telewizji satelitarnej jeden zakres 41...44 GHz, który wystarczy do utworzenia wielu szerokopasmowych kanałów nadających się w przyszłości do transmisji wielowymiarowych obrazów telewizyjnych o znacznie większej niż obecnie liczbie linii.

LITERATURA

1. „Funkschau” nr 16/1978
2. „Inter Electronique” nr 266/1978
3. „Sdělovací Technika” nr 1/1979.

ŚWIATŁOWODY I ICH ZASTOSOWANIA

mgr inż. TERESA LACHOWICZ-BALCER

Znane są zjawiska, między których odkryciem a praktycznym wykorzystaniem mijały dziesiątki, czasem setki lat. Należy do nich przewodzenie promieniowania świetlnego przez przezroczyste pręty, zaobserwowane ponad sto lat temu. Próby zastosowania światła do przenoszenia informacji przeprowadzał m.in. Aleksander Graham Bell. Jednakże dopiero na przestrzeni ostatnich 10 lat wyprodukowanie materiałów o dostatecznie dużej przezroczystości (czystości), umożliwiło realizację transmisji fal świetlnych na użyteczną odległość za pomocą włókien szklanych czyli światłowodów.

Światłowody są to włókna optyczne, służące do transmisji fal elektromagnetycznych o częstotliwościach w zakresie fal świetlnych i w pobliżu świetlnych. Światłowód współpracuje zawsze z nadajnikiem emitującym falę świetlną zmodulowaną przesyłanym sygnałem elektrycznym oraz odbiornikiem transmitowanych fal świetlnych, w którym jednocześnie następuje zamiana sygnału optycznego na elektryczny.

Propagacja fal świetlnych w światłowodzie odbywa się wskutek wielokrotnych całkowitych wewnętrznych odbić od powierzchni dielektryka o współczynniku załamania światła większym niż w otoczeniu.

W celu zabezpieczenia światłowodu przed zniekształceniami rozkładu rozchodzącej się w nim fali elektromagnetycznej przez zewnętrzne podpory i umocowania oraz wzmocnienia konstrukcji włókna, otacza się włókno transmitujące falę świetlną zwane rdzeniem, zewnętrznym płaszczem szklanym o współczynniku załamania światła mniejszym niż w rdzeniu. Na granicy zewnętrznej powłoki i rdzenia następuje odbicie fali świetlnej, a jej propagacja ma miejsce w rdzeniu.

Światłowody wykonuje się z bardzo czystego szkła tlenkowego. Materiał wyjściowy do produkcji włókien światłowodowych charakteryzuje się zawartością zanieczyszczeń mniejszą niż jedna cząstka na miliard. Przewyższa to stopień czystości większości obecnie produkowanych materiałów półprzewodnikowych.

Szkło przepuszcza promieniowanie w pewnym zakresie długości fali. Granice przepuszczalności promieniowania przez szkło wynikają z oddziaływania fotonów z drganiami cząsteczek sieci tlenkowej oraz anionami i kationami wchodzącymi w skład szkła. W szkłe tlenkowym może zachodzić propagacja fal o długości od 0,4 do 4 μm .

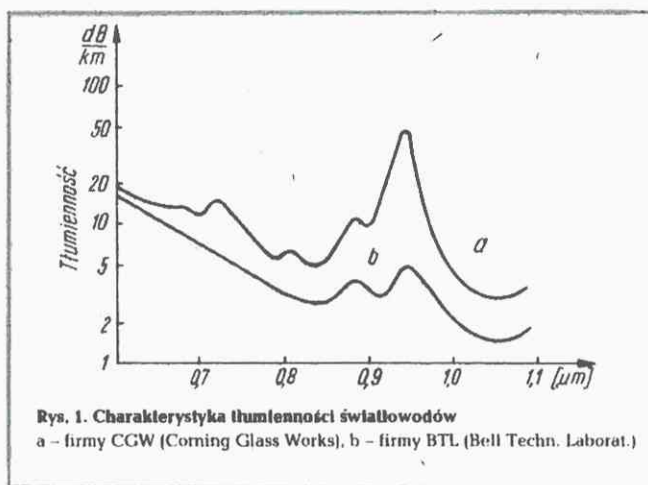
Przenoszenie mocy za pośrednictwem pola elektromagnetycznego w światłowodzie jest związane z pewnymi jej stratami. Wielkość strat mocy promieniowania świetlnego zależy od rodzaju szkła i jego zanieczyszczeń. Im mniej zanieczyszczeń w szkłe, tym mniejsze straty (mniejsze tłumienie), ale wyższe koszty wytwarzania światłowodu. Parametrem charakteryzującym właściwości propagacji fal w światłowodzie jest tłumienność: jest to maksymalne dopuszczalne tłumienie strumienia świetlnego, przeliczone na jednostkę długości światłowodu. Tłumienność szkła technicznego jest rzędu 1000 dB/km; w bardzo czystym szkłe kwarcowym uzyskuje się tłumienność < 10 dB/km.

Charakterystyka tłumienności światłowodów w funkcji częstotliwości wykazuje dwa minima: krótkofalowe – dla fal o długości 0,80...0,85 μm i długofalowe – dla fal o długości powyżej 1 μm . Ze względu na dobrze opanowaną technologię emiterów

światła w pierwszym zakresie długości fal, najczęściej w literaturze cytuje się własności światłowodów propagujących falę o długości $\lambda = 0,820 \mu\text{m}$.

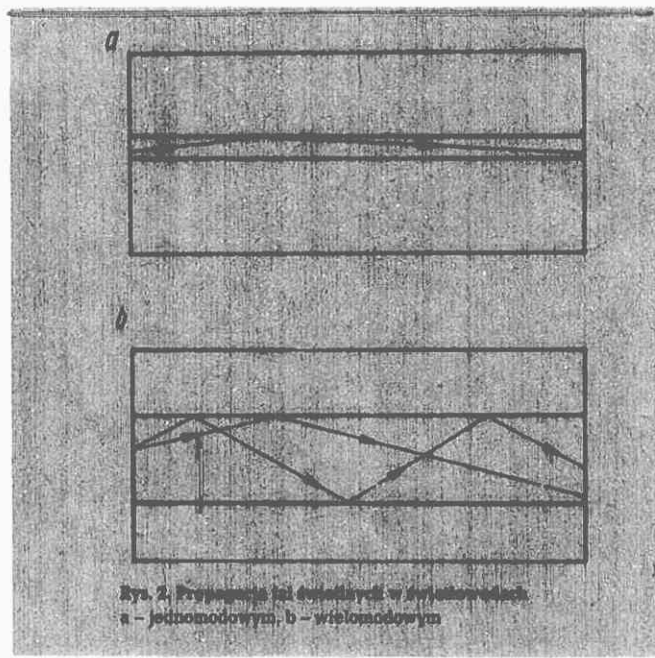
Dopuszczalne tłumienie światłowodów jest różne dla różnych długości światłowodów (różnych przeznaczeń). Przy transmisji na małe odległości (metrowe) tłumienność może wynosić do 100 dB/km, przy dużych odległościach (kilometrowych) tłumienność nie powinna przekraczać 5 dB/km.

Na rysunku 1 przedstawiono charakterystyki tłumienności światłowodów, których rdzeń wykonano ze szkła $\text{SiO}_2\text{-GeO}_2$, a płaszcz ze szkła SiO_2 , otrzymanych różnymi technologiami. Eksperymentalnie otrzymano kable światłowodowe o tłumienności poniżej 0,5 dB/km, ale było to związane z bardzo wysokimi kosztami produkcji.



Rys. 1. Charakterystyka tłumienności światłowodów
a – firmy CGW (Corning Glass Works), b – firmy BTL (Bell Techn. Laborat.)

Ze względu na ustalający się w światłowodzie rodzaj drgań pola elektromagnetycznego dzielimy światłowody na jednomodowe i wielomodowe (rys. 2). Typowy światłowód, a więc



Rys. 2. Propagacja fal światłowych w światłowodach
a – jednomodowym, b – wielomodowym

włókno dielektryczne o przekroju kołowym charakteryzuje się propagacją fal o poprzecznym polu elektromagnetycznym, oznaczonych symbolem TEM (ang. Transverse Electro-Magnetic), tzn., że w każdym punkcie wektory pola elektrycznego i magnetycznego są do siebie prostopadłe. Rozchodzące się fale ulegają załamaniu i odbiciu na granicy rdzenia i płaszczu światłowodu. W wyniku interferencji fal odbitych mogą powstać fale stojące z zakresu widma od nadfioletu do dalekiej podczerwieni. Dobierając współczynniki załamania światła na granicy rdzenia i płaszczu światłowodu, średnicę rdzenia oraz długość fali emitowanej otrzymujemy rozchodzenie się fali jedno- lub wielomodowej.

Światłowody jednomodowe – charakteryzujące się największym zasięgiem – można uzyskać stosując rdzenie o bardzo małych średnicach 3...5 μm lub wytwarzając materiały płaszczu i rdzenia o bardzo małych różnicach współczynników załamania światła, rzędu 1%. Jedno i drugie jest kłopotliwe. Najczęściej mamy do czynienia ze średnicami rdzenia 30...50 μm lub większymi i wielomodową propagacją fal świetlnych. W przypadku transmisji wielomodowej i przy dużych długościach światłowodu, wskutek dyspersji fal elektromagnetycznych i dyspersji modów świetlnych wywołanej różnicą przebiegów dróg, impuls świetlny wydłuża się podczas transmisji, co ogranicza częstotliwość przesyłanych sygnałów (modulacji) do kilkudziesięciu MHz.

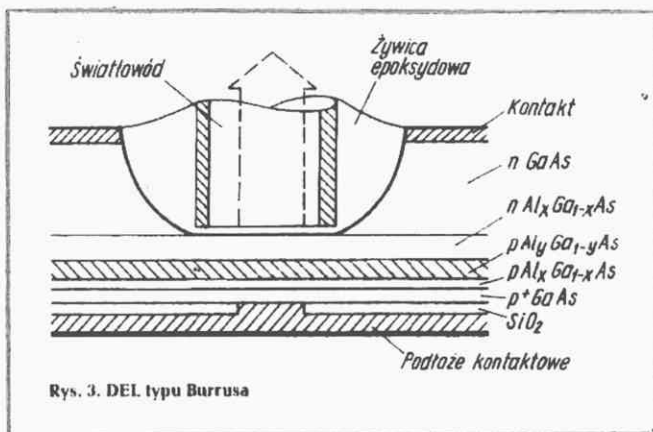
Nadajniki i odbiorniki fal świetlnych współpracujące ze światłowodami

Jako nadajniki fal świetlnych do światłowodu stosuje się diody elektroluminescencyjne (LED), lasery półprzewodnikowe i rzadziej lasery dielektryczne (neodymowe). W obszarze przyłączowym diody elektroluminescencyjnej występuje zjawisko rekombinacji elektronów wstrzykniętych do obszaru „p” przy polaryzacji diody w kierunku przewodzenia. W wyniku rekombinacji następuje zamiana energii elektrycznej nośników ładunku (elektronów) na energię promienistą fotonów. Ze światłowodami współpracują dwa rodzaje LED: diody z zagłębieniem, opracowane przez Ch.A.Burrusa oraz diody krawędziowe, paskowe, emitujące promieniowanie przez jedną krawędź. Diody Burrusa (rys. 3) mają zagłębienie w obszarze „n” ułatwiające sprzężenie światłowodu z nadajnikiem i znacznie zmniejszające absorpcję promieniowania. Większość światła emitowanego przez tę diodę przedostaje się do światłowodu. Przeważnie są to diody z GaAlAs, a wśród nich najczęściej cytowana w literaturze jest dioda emitująca falę o długości $\lambda = 0,820 \mu\text{m}$. Emiterami światła o długości fali $\lambda > 1 \mu\text{m}$ są przeważnie lasery jonowe, neodymowe, np. $\text{LiNd}_4\text{O}_{12}$ z zewnętrznymi modulatorami elektrooptycznymi. Modulatorem może być LED emitująca falę o długości np. 0,8 μm . Umieszczając LED na wspólnym podłożu z laserem otrzymuje się zintegrowane źródło światła modulowanego.

Firmy optoelektroniczne pracują nad nowymi źródłami światła do współpracy z długofalowymi światłowodami. W firmie Plessey wyprodukowano diodę elektroluminescencyjną z GaInAs emitującą promieniowanie o długości $\lambda = 1,06 \mu\text{m}$. Odbiornikami promieniowania przesyłanego przez światłowody są najczęściej fotodiody krzemowe i diody lawinowe. Na rysunku 4 przedstawiono charakterystyki fotodiod krzemowych: zwykłej i lawinowej.

Natężenie prądu elektrycznego zwykłej fotodiody krzemowej rośnie proporcjonalnie ze wzrostem mocy promieniowania – poszczególne charakterystyki są wzajemnie równoległe i odległości między nimi są stałe dla jednakowych przyrostów mocy promieniowania.

Zakres liniowej zależności prądu fotodiody krzemowej od mocy promieniowania jest bardzo duży (jak podają niektórzy

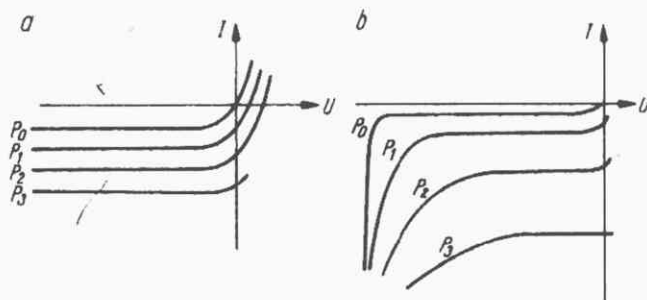


Rys. 3. DEL typu Burrusa

producenci, obejmuje osiem dekad zmian mocy promieniowania).

Szybkość działania tych fotodiod jest bardzo duża. Mogą pracować do $f = 10 \text{ GHz}$. Ponadto fotodiody krzemowe wykazują maksimum sprawności kwantowej dla $\lambda = 0,9 \mu\text{m}$, co pokrywa się z maksimum promieniowania emiterów wykonanych z arsenku galu (GaAs).

Wadą fotodiod krzemowych jest stosunkowo mała czułość.



Rys. 4. Charakterystyki fotodiod krzemowych

a – zwykłej, b – lawinowej; P – moc promieniowania, $P_0 = 0$; P_1, P_2, P_3

Lawinowe fotodiody krzemowe, wskutek występowania w nich powielania nośników ładunku powstałych w wyniku oświetlenia w złączu „p-n” spolaryzowanym odpowiednim napięciem, charakteryzują się lepszymi własnościami od zwykłych fotodiod, szczególnie wielokrotnie większą czułością. Ze względu na nieliniową charakterystykę prądową w zależności od mocy promieniowania mogą być stosowane tylko jako detektory światła zmodulowanego impulsowo. Wzrost mocy promieniowania powoduje coraz większe przyrosty natężenia prądu lawinowej fotodiody – ze wzrostem mocy zwiększają się odległości między charakterystykami. Przy większych napięciach, charakterystyki natężenia prądu są nieliniowe w funkcji zmian napięcia. Wskutek tego fotodiody lawinowe wymagają skomplikowanego zasilania, zapewniającego napięciową i termiczną stabilizację punktu pracy, co stanowi ich wadę.

Zastosowania

Ze względu na takie zalety jak: niewrażliwość na wpływy zakłóceń elektromagnetycznych, brak (niewprowadzanie) zakłóceń, bardzo małe średnice, mały ciężar – światłowody są lub mogą być stosowane w wielu dziedzinach nauki i techniki. Sygnał elektryczny niosący informację doprowadza się do emitera światła, przy czym stosuje się analogową lub impulsową modulację przebiegu nośnego.

Najpowszechniej światłowody mogą być stosowane w telekomunikacji. Eksperymentalne linie światłowodowe wprowadza-

dzono w lokalnych sieciach teletransmisyjnych w USA i Japonii, o zasięgu łączy od 0,5 km do 15 km. Przy dłuższych liniach teletransmisyjnych stosuje się co kilka kilometrów układy wzmacniające, przy czym przy laserowych źródłach światła można stosować większe odległości między wzmacniaczami niż przy nadajnikach z diodami elektroluminescencyjnymi. Ceny laserów są jednak znacznie wyższe od cen diod elektroluminescencyjnych.

Badania prowadzone w Bell Laboratories, Standard Telecommunication Laboratories (ośrodek badawczy firmy ITT) wykazały, że kable światłowodowe wytrzymują najostrejsze wymagania odnośnie ściskania, rozciągania, wpływów temperatury i wilgotności, stawiane między innymi przez normy wojskowe. W łączach teletransmisyjnych 1 g szkła zastępuje około 10 kg miedzi. Do badań nad światłowodami prowadzonymi w rozwiniętych gospodarczo krajach dołączyła ostatnio Polska, uruchamiając w Lublinie (luty 1979 r.) pierwszy odcinek teletransmisyjnego łącza światłowodowego.

Linia światłowodowa w Lublinie połączyła dwie stacje końcowe telefonii cyfrowej 24-krotnej. W nadajniku zastosowano diodę elektroluminescencyjną, w odbiorniku fotodiodę lawinową. Długość toru światłowodowego wynosi 2,2 km. Kabel światłowodowy wykonano w Instytucie Chemii Uniwersytetu im. Marii Curie-Skłodowskiej w Lublinie. Rdzeń włókna wykonany ze szkła $\text{SiO}_2\text{-GeO}_2$ ma średnicę 50 μm . Włókno światłowodowe wyciągano z pręta kwarcowego w temperaturze mięknienia kwarcu (około 2000°C) przez jednowarstwowe nawijanie na wirujący bęben o średnicy 490 mm. Pomiar tłumienności przeprowadzono w Instytucie Telekomunikacji Politechniki Warszawskiej. Tłumienie fali o długości $\lambda = 0,632 \mu\text{m}$ wyniosło 9 dB/km, a fali o długości $\lambda = 0,90 \mu\text{m}$ – 4,7 dB/km. Cztery pojedyncze kable umieszczono w polietylenowej rurce ochronnej.

Światłowody mogą być wykorzystywane w systemie przewodowej transmisji telewizyjnej. W Bell Laboratories w Holmdel (USA) są prowadzone eksperymenty nad zastosowaniem światłowodów do przenoszenia sygnałów telewizyjnych między wysokiej jakości stacją odbiorczą satelitarnego systemu transmisyjnego, a centralą sterującą lokalne centrum wizyjne, rozdzielające sygnały TV do indywidualnych odbiorników oraz między lokalną telewizyjną stacją nadawczą, a wysokiej jakości zbiorczą stacją nadawczą satelitarnego systemu transmisyjnego. Eksperymentalna linia światłowodowa w Holmdel ma długość 1 km. Przenoszony jest sygnał o częstotliwości $f = 70 \text{ MHz}$. Stosunek sygnału do szumu może być 68 dB. System jest odporny na zakłócenia elektromagnetyczne, nie jest potrzebny układ korekcji, jest przystosowany do istniejącego wyposażenia radiowo-telewizyjnego. Również w japońskiej firmie Matsushita otrzymano pozytywne wyniki badań w dziedzinie wykorzystania światłowodów w systemie transmisji telewizyjnej.

Światłowody znajdują zastosowanie do przekazywania informacji w urządzeniach sygnalizacyjnych lub pomiarowych w zasięgu jednego dużego obiektu, np. statku, samolotu, pojazdu kosmicznego. Tego typu eksperymenty są prowadzone między innymi w Office National d'Etudes et de Recherches Aerospatiales (ONERA) we Francji. Informacje są przekazy-

wane w postaci impulsowej. Źródłem światła w nadajniku jest lampka neonowa. Napięcie niezbędne do zapłonu lampki neonowej jest dostarczane przez kondensator ładowany prądem pomiarowym. Eksperymentalny kabel światłowodowy ma długość 10 metrów, może łączyć trudno dostępne punkty pomiarowe z aparaturą pomiarową.

Inną dziedziną stosowania światłowodów jest medycyna, gdzie są one wykorzystywane do badania narządów wewnętrznych drogą wżernikowania (endoskopia). Można w ten sposób badać przewód pokarmowy, układ oddechowy, drogi moczowe. Stosowane w krajowym lecznictwie przyrządy – głównie produkcji japońskiej i amerykańskiej – mają kable o średnicy zewnętrznej kilka do kilkunastu milimetrów, długości 70–190 cm. Oświetlenie oglądanych narządów wewnętrznych i przenoszenie obrazów tych narządów do oka badającego odbywa się za pośrednictwem oddzielnych wiązek, z których każda składa się z kilkudziesięciu tysięcy równoległych ułożonych włókien szklanych. Dzięki temu uzyskuje się bardzo dokładny obraz badanego narządu. Obraz ten można fotografować i filmować. Ponadto światłowody są stosowane w aparaturze medycznej – do oświetlania wewnętrznych organów w czasie zabiegów. Na przykład przy użyciu prądów w.c.z. do koagulacji krwawiących naczyń krwionośnych, usuwania polipów z przewodu pokarmowego, nacinania zwężonego ujścia dróg żółciowych do dwunastnicy itp. dzięki zastosowaniu światłowodów miejsce operowane może być oświetlone i oglądane przez chirurga.

Światłowody są stosowane w oscylograficznych układach pomiarowych obwodów dużych mocy, wysokiego napięcia, np. 15 kV.

Z technicznego punktu widzenia wszystko przemawia za szybkim rozwojem zastosowań połączeń światłowodowych. Problemy związane z nadajnikami i odbiornikami światła oraz elementami połączeniowymi w większości przypadków są również rozwiązywane. Największym hamulcem powszechnego stosowania światłowodów do chwili obecnej jest ich wysoka cena. Według przewidywań zachodnich prognostyków zastosowanie światłowodów zamiast kabli miedzianych przez przemysł telekomunikacyjny, spowoduje ich wielkoseryjną produkcję i w konsekwencji obniżenie kosztów wytwarzania, obniżenie ceny.

LITERATURA

1. A. Smoliński – Telekomunikacja światłowodowa. Rozprawy Elektroniczne 1. 143. 1976.
2. B. Paszkowski – Technologia włókien światłowodowych.
3. W. Bartnik – Zasady budowy i zastosowanie giętkich instrumentów fiberoptycznych w medycynie – I Krajowe Sympozjum „Światłowody i ich zastosowania”. PWN 1976 r.
4. Integrated device promises to perform optical-receiver functions. Electronics, August 31/1978 r.
5. Fiber-optic cable getting connector for use in field. Electronics, August 1975.
6. Fiber-optic field attracting new cable connectors Electronics, May 15/1975 r.
7. Optical-fiber transmission featured in airborne current measurement device. Electronics, September 14/1978.
8. Directional couplers send TV signals down a single optical-fiber cable. Electronics, September 14/1978.
9. Studio-quality TV looks OK in tests. Electronics, September 14/1978.
10. Glasfasern ersetzen Kupferdrahte. Elektronikschau 12/1977.

KRÓTKOFALOWIEC ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK Nr 7-8 (230-231) LIPIEC-SIERPIEŃ 1979 R.

polski

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

PRZED PIĘCDZIESIĘCIU LATY

Krótkofalowcy polscy obchodzą w tym i przyszłym roku doniosłe jubileusze dla naszego stowarzyszenia. Nawiązywanie bowiem do tradycji i czerpanie z doświadczeń minionych lat jest konieczne dla zachowania ciągłości naszego ruchu, dla kontynuowania jego postępowych i humanistycznych tradycji, dla kształtowania postaw młodych krótkofalowców w duchu służby dla kraju i społeczeństwa.

W początku przyszłego roku będziemy obchodzić 50-lecie Polskiego Związku Krótkofalowców, powołanego na pierwszym zjeździe krajowym w Warszawie, zwołanym w dniach 22-24 lutego 1930 roku z inicjatywy Instytutu Radiotechnicznego i regionalnych klubów krótkofalowców. Od tej daty Polski Związek Krótkofalowców kieruje – z krótkimi przerwami wywołanymi znanymi wydarzeniami historycznymi – polskim ruchem krótkofalarskim i reprezentuje ten ruch za granicą.

W styczniu br. minął też jubileusz 50-lecia pisma polskich krótkofalowców i do dziś oficjalnego organu PZK – „Krótkofalowca Polskiego”. Ta ostatnia rocznica minęła jakoś niepostrzeżenie – nawet w styczniowym numerze „Krótkofalowca Polskiego”, stanowiącego dziś dział miesięcznika „Radioelektronik”, nie zasłużyła na wzmiankę wśród spraw ważniejszych i mniej ważnych. Leży przed nami pozostały już nieco numer „Krótkofalowca Polskiego” sygnowany: Rok 1 – Lwów, 1 stycznia 1929 – Nr 1. W artykule wstępnym czytamy:

„Stały i szybki rozwój krótkofalarstwa polskiego stworzył konieczność powstania pisma, poświęconego wyłącznie ruchowi krótkofalowemu. Brak takiego pisma usuwał częściowo Radio-Amator Polski przez gościnne udzielanie swych szpalt dla komunikatów klubowych i amatorskich zaco, na tem miejscu, składamy jemu najserdeczniejsze podziękowania... Pismo nasze starając się o rozwój krótkofalarstwa w Polsce będzie umieszczać na swych łamach pouczenia i schematy od najprostszych, zrozumiałych dla początkujących „ham's” do najbardziej skomplikowanych, zrozumiałych dla „ob”...”

Dla przypomnienia naszym czytelnikom atmosfery tamtych dni i problemów, z którymi spotykali się przed pięćdziesięciu laty polscy krótkofalowcy, począwszy od bieżącego numeru będziemy zamieszczać wyjątki z naszego organu sprzed pół wieku.

Krótkofalowiec Polski Nr 7-8 z roku 1929 donosi...

- „Królowa fal” (pas 20 m) – jak mówią Francuzi – okazała się tego roku niezwykle łaskawa dla tych, którzy z niej korzystają. Przypisać to należy przede wszystkim skasowaniu pasa 30 m, skąd większość DX-owców przeszła na 20 m, powtóre ucieczce z 40 m, gdzie tłok panuje nieopisany (foniści, AC, QRN,

handlowki, początkujący, etc.), zaś wyniki na QRP prawie żadne, po trzecie: hyperprodukcji nowych nadawców we wszystkich państwach, którzy po krótkiej bardzo praktyce na wyższych pasmach, przechodzą masowo na 20 m chcąc za wszelką cenę „coś” uzyskać, czy też jakiś „rekord” postawić.

- Amatorze – nadawco! Czy jest celem pokonywanie 100 do 300 metrów odległości fonią, na pasie 40-metrowem?

● Ruch krótkofalowy w Przemysłu znajduje się w stadium początkowym. Na przeszkodzie intensywniejszemu rozwojowi stoi przede wszystkim fakt, że tylko nieznaczna część miasta posiada instalację zmiennego prądu (jedynie umożliwiającą zwiększenie mocy), a reszta miasta zaopatrzona jest w napięcie stałe 150 V.

- Jeżeli chcecie polepszyć ton waszej stacji, oraz zwiększyć jej zasięg, sterujcie wasz nadajnik kryształem kwarcu.

● Smutnie się przedstawia sprawa punktualności w odsyłaniu kart QSL przez polskich oms. Niektórzy wogóle nie uważają za stosowne odpowiedzieć na kartę nasłuchową, niektórzy się spażniają z odpowiedzią o całe półrocze, inni wreszcie wcale instytucji kart QSL nie uznają i nawet za rozmowę tak okropnie, jak np. z amatorami włoskimi (karty włoskie należą do największych rzadkości), staje się jednak krytyczna z chwilą, kiedy zaczyna się zatracać poczucie prymitywnego obowiązku odpowiedzi na zapytanie (a przecież każda QSL jest zapytaniem o dane aparatury itd.) Zastosowanie tu powinno też znaleźć przysłowie: lepiej późno niż nigdy!

- Najbardziej nieekonomicznym jest nadawanie na AC!

● Biuro QSL otrzymało od stacji W9ECZ kartę WSL bez wymienionego adresata. Do karty dołączony jest obszerny list i pocztowy kupon międzynarodowy. W9ECZ tłumaczy w liście brak adresu. Mianowicie mieszka on w małej miejscowości stanu Illinois, gdzie pociągi się nie zatrzymują. Poczta wyrzucana jest w biegu pociągu w workach. Otóż niedawno podczas zwykłego procedury wyrzucania poczty jeden z worków dostał się pod koła pociągu i zawarta w nim poczta uległa poważnemu uszkodzeniu. Między innymi znajdowała się tam przesyłka kart dla W9ECZ z biura QSL ARRL. W przesyłce znajdowała się karta polska dotycząca nadawców W9ECZ z dnia 19 grudnia 1928, a tak uszkodzona, że znaku niepodobna było odczytać. W9ECZ zwraca się z prośbą o opublikowanie tego, by adresat kartę mógł sobie odebrać wraz z listem i kuponem, a co najważniejsze, by mu wysłał duplikat karty, wprost, na co właśnie załączony jest kupon.

- Na wiosnę br. LKK* zorganizował z polecenia władz akcję przeciwpowodziową, będącą pierwszym publicznym występowaniem polskich krótkofalowców.

* Lwowski Klub Krótkofalowców - przyp. Redakcji.

● Stacja SP3FG (J. Henner) powstała w roku 1927. Zbudowana jest możliwie najprymitywniejszymi środkami, a mimo to jednak może się pochwalić obustronną komunikacją z trzema kontynentami. Jako lampa nadawcza pracuje Philips B405, lampą prostowniczą jest Telefunken RE504. Prądu żarzenia dostarcza lampie nadawczej wysłużony transformator dzwonkowy. Napięcie anodowe otrzymuje lampa z odwróconego transformatora prostownika do ładowania akumulatorów. Napięcie anodowe, po wyprostowaniu i filtrowaniu kondensatorem 8 mikrofaradów, wynosi około 250 V. Dławiki anodowe Hartleya wykonane są w bardzo prosty sposób: na pudełko tekturowe nawinięto pewną ilość cienkiego drutu. Opór siatkowy powstał przez posmarowanie papieru szkicowego miękkim ołówkiem. Do wyznaczenia długości fali służy odbiornik, przy czym pośrednikiem jest obwód oscylacyjny z lampą neonową. Do pomiaru prądu anodowego służy stary woltomierz precyzyjny z bocznikiem zrobionym z niskooporowej cewki telefonicznej.

● Nasłuchcy – nadesłał OK-RP18, Henryk Rakosnik, Sedlec pod Kankem (Czechosłowacja). Stacje polskie słyszane w kwietniu i w maju 1929 r.: sp3ba, sp3dp, sp3fg, sp3gj, sp3ju, sp3kw, sp3mb, sp1ab, sp3fy, sp3nb, sp3ry.

● Firma „Panradio” poleca: ekradeterodyny i neutrodydy na fale 20–2000 m, opancerzone 5 i 6-lampowe, krótkofalowe stacje nadawczo-odbiorcze, cewki Sommera, sprzęt krótkofalowy, głośniki. Najwyższy rabat dla krótkofalowców!

● Stacja SP3LM (M. Lapiński, Jadokłanie poczta Ostrowiec) nadaje obecnie na letnisku, mocą około 0,1 wata przy 37 woltach na anodzie. Pomimo tego, że już nawiązała szereg QSO ze stacjami zagranicznymi (DX: 1700 km), nie może uzyskać połączenia z krótkofalowcami krajowymi. W celu przeprowadzenia szeregu prób prosi wszystkich polskich krótkofalowców, którzy słyszeli lub usłyszą wołanie stacji SP3LM, o nadsyłanie kart QSL oraz o odpowiadanie na CQ. Stacja pracuje w pasach 20 i 40 m.

● Stacja SP1AD (W. A. Trembiński, Warszawa) podaje do wiadomości, że jest czynną codziennie w godzinach 6.30–6.45 oraz 21–21.30 GMT. Stacja nadaje fonicznie na fali 42,8 m. Jako sygnał rozpoznawczy nadawana zostaje polka na harmonii. Prosi o QSL.

● Do klubu przystąpiły pierwsze YL! SP3HB z Przemysła, żona znanego nadawcy tamtejszego p. SP3FX, oraz pierwsza polska YL p. SP3YL (dawniej SP3PYL), żona znanego poznańskiego krótkofalowca p. SP3PB. Pani SP3PYL, żona znanego poznańskiego krótkofalowca p. SP3PB. Pani SP3YL w ciągu kilku zaledwie miesięcy czynności, osiągnęła mimo małej mocy wspaniałe wprost wyniki, pracując z wieloma stacjami Ameryki Północnej i Południowej, oraz z szeregiem bliższych DX. W ten sposób polska „nadawczyni” wysunęła się na czoło wszystkich YL's europejskich! Congrats!

● W maju Biuro QSL przekazało ogółem 2101 kart, w tym 1382 z kraju dla zagranicy i 719 z zagranicy dla krajowych hams. Transportów poszło za granicę 34, ofrankowanych na 85 zł 80 gr. Dnia 15 czerwca została przekazana przez biuro QSL dwudziestotysięczna karta.

● Stacja SP3FX (Przemyśl) pracuje od dłuższego czasu na małej mocy. Niedawno rozpoczęła próby QRO uwieńczone jak dotychczas pomyślnymi skutkami. Nadajnik typu Hartley zmodyfikowany, lampa Fotos 45 watt, obecnie TA 08/10. W przyszłości zastosowana będzie lampa TA1/40. Żarzenie z transformatora własnej roboty, który służy równocześnie do żarzenia lampy prostowniczej. Napięcie anodowe pobrane jest z sieci prądu zmiennego, transformator własnej konstrukcji, na zaciskach sekundarnych 2000 volt. Prąd prostowany obecnie lampą Fotos nadawczą 45 watt, po wyprostowaniu oczyszcza się częściowo kondensatorem 10 mf. Planowane jest sterowa-

nie kryształem, dławiki dla prądu anodowego, strojona płytka i anoda. Antena nadawcza „L” 30 m zakończona węższym, przeciwwaga 8 m. Odbiornik Schnell O-V-2.

● Pozaeuropa ma swe „reprezentacyjne” stacje, które słychać prawie codziennie, regularnie. Z Kanady VE1AR i VE1BR, z Panamy KFR5, z Brazylii dawni znajomi z 30 m PY1AW i PY1CM, z Chile CE3AC i CE2AB, z Nowej Zelandii niezmordowany ZL4AO, z Indochin AF1B, z Indyj Holenderskich PK4AZ i PK1JR, z Mezopotamii YI1MDZ, z Egiptu SU8AN i SU8RS, z Afryki Płd. ZS4M, z Kenii FK5CR, z Abisynii FA8BAK, z Syrii AR8UFM, z Syberii AU1AP – oto najwybitniejsi i najczynniejsi krótkofalowcy Pozaeuropy.

Opracował SP5HS

NA PASMACH

● Dwudziestopięć pierwsze maksimum aktywności Słońca zbliża się powoli do szczytu. Obecny 11-letni cykl aktywności jest znacznie łaskawszy dla krótkofalowców, niż poprzedni dwudziesty. Średnia kwartalna liczba plam słonecznych przekroczyła już 130 i stale rośnie, podczas gdy maksymalna średnia kwartalna dla cyklu 20 wynosiła 121. Przewiduje się, że maksimum obecnego cyklu, a więc i najlepsze warunki propagacyjne wystąpią na przełomie lat 1979/80. Z obserwacji wynika, że optymalne warunki dx-owe występują w ciągu roku przed maksimum cyklu, zaś po jego upływie szybko się pogarszają. W ciągu obecnego roku maksymalna częstotliwość użyteczna (MUF) utrzymuje się nierzadko przez długie godziny powyżej 30 MHz, nawet po zachodzie słońca. Wniosek praktyczny – jak najaktywniejsza praca szczególnie w pasmach 21 i 28 MHz, bo niebawem nastąpi znów dziesięć lat „chudych”.

● Międzynarodowy Związek Telekomunikacyjny (ITU) przyznał kolejną serię znaków wywoławczych: H2A...H2Z – Republice Cypryjskiej.

● Zespół krótkofalowców uniwersytetu w Surrey (Wielka Brytania) przystąpił do budowy pierwszego amatorskiego satelity brytyjskiego, nazwanego roboczo UOSAT. Jego głównym zadaniem będą badania propagacyjne i to nie tylko w pasmach UKF i mikrofalowych. Satelita będzie wyposażony w beacony pracujące w pasmach 7, 14, 21 i 28 MHz. UOSAT będzie umieszczony na odmiennej od Oscarów orbicie biegunowej – jego wystrzelenie przewiduje się na lata 1981–1982.

● Problem kompatybilności elektromagnetycznej na styku: radiostacja amatorska – sąsiedzi z niskiej jakości odbiornikami telewizyjnymi, jest wciąż aktualny nie tylko w Polsce. Niedawno konstruktorzy firmy Texas Instruments zaprojektowali i zademonstrowali odbiornik telewizyjny, niemal absolutnie uodporniony na zakłócające pola elektromagnetyczne i sam nie promieniujący sygnałów niepożądanych. A oto kilka szczegółów technicznych tego odbiornika: wzmacniacze w.cz i pośr. cz. z tranzystorami MESFET (metal-semiconductor field effect transistor), częstotliwość pośrednia 346 MHz, filtry pośr. cz. z powierzcchniową falą akustyczną (fononowe), podwójnie zrównoważony mieszacz, liczba szumów odbiornika rzędu 6 dB. Niestety żaden z amerykańskich producentów odbiorników TV nie zainteresował się powyższym opracowaniem!

● Antena radiostacji amatorskiej jest nie tylko najważniejszą, ale i najbardziej kontrowersyjną jej częścią składową. Krótkofalowiec nowozelandzki ZL2AKW opublikował w miesięczniku „Breakin” trzynaście stwierdzeń o antenach:

1. Dipol zaprojektowany na środek pasma 3,5 MHz i zasilany kablem 50 lub 74 omów przez „skrzynkę antenową” będzie pracował tak samo dobrze na krańcach pasma, jak i w jego środku.

● Stacja SP3FG (J. Henner) powstała w roku 1927. Zbudowana jest możliwie najprymitywniejszymi środkami, a mimo to jednak może się pochwalić obustronną komunikacją z trzema kontynentami. Jako lampa nadawcza pracuje Philips B405, lampą prostowniczą jest Telefunken RE504. Prądu żarzenia dostarcza lampie nadawczej wysłużony transformator dzwonkowy. Napięcie anodowe otrzymuje lampa z odwróconego transformatora prostownika do ładowania akumulatorów. Napięcie anodowe, po wyprostowaniu i filtrowaniu kondensatorem 8 mikrofaradów, wynosi około 250 V. Dławiki anodowe Hartleya wykonane są w bardzo prosty sposób: na pudełko tekturowe nawinięto pewną ilość cienkiego drutu. Opór siatkowy powstał przez posmarowanie papieru szkicowego miękkim ołówkiem. Do wyznaczenia długości fali służy odbiornik, przy czym pośrednikiem jest obwód oscylacyjny z lampą neonową. Do pomiaru prądu anodowego służy stary woltomierz precyzyjny z bocznikiem zrobionym z niskooporowej cewki telefonicznej.

● Nasłuchcy – nadesłał OK-RP18, Henryk Rakosnik, Sedlec pod Kankem (Czechosłowacja). Stacje polskie słyszane w kwietniu i w maju 1929 r: sp3ba, sp3dp, sp3fg, sp3gj, sp3ju, sp3kw, sp3mb, sp1ab, sp3fy, sp3nb, sp3ry.

● Firma „Panradio” poleca: ekradeterodyny i neutrodydy na fale 20–2000 m, opancerzone 5 i 6-lampowe, krótkofalowe stacje nadawczo-odbiorcze, cewki Sommera, sprzęt krótkofalowy, głośniki. Najwyższy rabat dla krótkofalowców!

● Stacja SP3LM (M. Lapiński, Jadokłanie poczta Ostrowiec) nadaje obecnie na letnisku, mocą około 0,1 wata przy 37 woltach na anodzie. Pomimo tego, że już nawiązała szereg QSO ze stacjami zagranicznymi (DX: 1700 km), nie może uzyskać połączenia z krótkofalowcami krajowymi. W celu przeprowadzenia szeregu prób prosi wszystkich polskich krótkofalowców, którzy słyszeli lub usłyszą wołanie stacji SP3LM, o nadsyłanie kart QSL oraz o odpowiadanie na CQ. Stacja pracuje w pasach 20 i 40 m.

● Stacja SP1AD (W. A. Trembiński, Warszawa) podaje do wiadomości, że jest czynną codziennie w godzinach 6.30–6.45 oraz 21–21.30 GMT. Stacja nadaje fonicznie na fali 42,8 m. Jako sygnał rozpoznawczy nadawana zostaje polka na harmonii. Prosi o QSL.

● Do klubu przystąpiły pierwsze YL! SP3HB z Przemysła, żona znanego nadawcy tamtejszego p. SP3FX, oraz pierwsza polska YL p. SP3YL (dawniej SP3PYL), żona znanego poznańskiego krótkofalowca p. SP3PB. Pani SP3PYL, żona znanego poznańskiego krótkofalowca p. SP3PB. Pani SP3YL w ciągu kilku zaledwie miesięcy czynności, osiągnęła mimo małej mocy wspaniałe wprost wyniki, pracując z wieloma stacjami Ameryki Północnej i Południowej, oraz z szeregiem bliższych DX. W ten sposób polska „nadawczyni” wysunęła się na czoło wszystkich YL's europejskich! Congrats!

● W maju Biuro QSL przekazało ogółem 2101 kart, w tym 1382 z kraju dla zagranicy i 719 z zagranicy dla krajowych hams. Transportów poszło za granicę 34, ofrankowanych na 85 zł 80 gr. Dnia 15 czerwca została przekazana przez biuro QSL dwudziestotysięczna karta.

● Stacja SP3FX (Przemyśl) pracuje od dłuższego czasu na małej mocy. Niedawno rozpoczęła próby QRO uwieńczone jak dotychczas pomyślnymi skutkami. Nadajnik typu Hartley zmodyfikowany, lampa Fotos 45 watt, obecnie TA 08/10. W przyszłości zastosowana będzie lampa TA1/40. Żarzenie z transformatora własnej roboty, który służy równocześnie do żarzenia lampy prostowniczej. Napięcie anodowe pobrane jest z sieci prądu zmiennego, transformator własnej konstrukcji, na zaciskach sekundarnych 2000 volt. Prąd prostowany obecnie lampą Fotos nadawczą 45 watt, po wyprostowaniu oczyszcza się częściowo kondensatorem 10 mf. Planowane jest sterowa-

nie kryształem, dławiki dla prądu anodowego, strojona płytka i anoda. Antena nadawcza „L” 30 m zakończona wężyczką, przeciwaga 8 m. Odbiornik Schnell O-V-2.

● Pozaeuropa ma swe „reprezentacyjne” stacje, które słychać prawie codziennie, regularnie. Z Kanady VE1AR i VE1BR, z Panamy KFR5, z Brazylii dawni znajomi z 30 m PY1AW i PY1CM, z Chile CE3AC i CE2AB, z Nowej Zelandii niezmordowany ZL4AO, z Indochin AF1B, z Indyj Holenderskich PK4AZ i PK1JR, z Mezopotamii YI1MDZ, z Egiptu SU8AN i SU8RS, z Afryki Płd. ZS4M, z Kenii FK5CR, z Abisynii FA8BAK, z Syrii AR8UFM, z Syberii AU1AP – oto najwybitniejsi i najczynniejsi krótkofalowcy Pozaeuropy.

Opracował SP5HS

NA PASMACH

● Dwudziestopięć lat temu maksimum aktywności Słońca zbliża się powoli do szczytu. Obecny 11-letni cykl aktywności jest znacznie łaskawszy dla krótkofalowców, niż poprzedni dwudziesty. Średnia kwartalna liczba plam słonecznych przekroczyła już 130 i stale rośnie, podczas gdy maksymalna średnia kwartalna dla cyklu 20 wynosiła 121. Przewiduje się, że maksimum obecnego cyklu, a więc i najlepsze warunki propagacyjne wystąpią na przełomie lat 1979/80. Z obserwacji wynika, że optymalne warunki dx-owe występują w ciągu roku przed maksimum cyklu, zaś po jego upływie szybko się pogarszają. W ciągu obecnego roku maksymalna częstotliwość użyteczna (MUF) utrzymuje się nierzadko przez długie godziny powyżej 30 MHz, nawet po zachodzie słońca. Wniosek praktyczny – jak najaktywniejsza praca szczególnie w pasmach 21 i 28 MHz, bo niebawem nastąpi znów dziesięć lat „chudych”.

● Międzynarodowy Związek Telekomunikacyjny (ITU) przyznał kolejną serię znaków wywoławczych: H2A...H2Z – Republice Cypryjskiej.

● Zespół krótkofalowców uniwersytetu w Surrey (Wielka Brytania) przystąpił do budowy pierwszego amatorskiego satelity brytyjskiego, nazwanego roboczo UOSAT. Jego głównym zadaniem będą badania propagacyjne i to nie tylko w pasmach UKF i mikrofalowych. Satelita będzie wyposażony w beacony pracujące w pasmach 7, 14, 21 i 28 MHz. UOSAT będzie umieszczony na odmiennej od Oscarów orbicie biegunowej – jego wystrzelenie przewiduje się na lata 1981–1982.

● Problem kompatybilności elektromagnetycznej na styku: radiostacja amatorska – sąsiedzi z niskiej jakości odbiornikami telewizyjnymi, jest wciąż aktualny nie tylko w Polsce. Niedawno konstruktorzy firmy Texas Instruments zaprojektowali i zademonstrowali odbiornik telewizyjny, niemal absolutnie uodporniony na zakłócające pola elektromagnetyczne i sam nie promieniujący sygnałów niepożądanych. A oto kilka szczegółów technicznych tego odbiornika: wzmacniacze w.cz i pośr. cz. z tranzystorami MESFET (metal-semiconductor field effect transistor), częstotliwość pośrednia 346 MHz, filtry pośr. cz. z powierzcchniową falą akustyczną (fononowe), podwójnie zrównoważony mieszacz, liczba szumów odbiornika rzędu 6 dB. Niestety żaden z amerykańskich producentów odbiorników TV nie zainteresował się powyższym opracowaniem!

● Antena radiostacji amatorskiej jest nie tylko najważniejszą, ale i najbardziej kontrowersyjną jej częścią składową. Krótkofalowiec nowozelandzki ZL2AKW opublikował w miesięczniku „Breakin” trzynaście stwierdzeń o antenach:

1. Dipol zaprojektowany na środek pasma 3,5 MHz i zasilany kablem 50 lub 74 omów przez „skrzynkę antenową” będzie pracował tak samo dobrze na krańcach pasma, jak i w jego środku.

2. Ten sam dipol zasilany linią otwartą lub telewizyjną 300-omową – również przez „skrzynkę antenową” – będzie pracował na dowolnym pasmie między 1,8 a 29,7 MHz.
 3. Jeśli Twój dipol na 3,5 MHz jest zawieszony niżej niż 45 m nad ziemią, nie przejmuj się kierunkami maksymalnego i minimalnego promieniowania – zwróć lepiej uwagę na przeszkody, drzewa itp., które pochłaniają część energii pochodzącej z anteny.
 4. Długa antena odbiorcza przysporzy więcej mikrowoltów na wejściu odbiornika niż krótka (a szczególnie krótsza od połówki fali), natomiast antena nadawcza niezależnie od długości wypromieniuje całą moc, którą zdołasz do niej doprowadzić.
 5. Zarówno antena jak i dołączone do niej urządzenia będą dawać coraz to lepsze wyniki, w miarę wzrostu aktywności cyklu słonecznego.
 6. Jeśli zwiększysz dwukrotnie swą moc wyjściową – pozostanie to niemal niezauważone. Jeśli zmniejszysz do połowy moc doprowadzoną – słyszalność Twoich sygnałów wyraźnie zmaleje, gdyż zmaleje również sprawność stopnia mocy.
 7. Przesterowany i niedostatecznie obciążony nadajnik brzmi okropnie.
 8. Przesterowany i zbyt silnie obciążony nadajnik „opada z siły” – maleje jego moc wyjściowa.
 9. Prawdłowo zestroić nadajnik – to obciążyć go optymalnie anteną.
 10. Zła antena będzie zawsze złą anteną, lecz przy dobrej propagacji i na niej nawiądziesz łączność.
 11. Nie istnieją magiczne sposoby i magiczne skrzynki robiące ze złej anteny dobrą, natomiast jest mnóstwo sposobów całkowitego zniweczenia dobrej anteny.
 12. Fabryczna antena nie musi być anteną lepszą, natomiast na pewno będzie anteną droższą. Lepiej zainwestuj w dobrą książkę o antenach.
 13. Czy będzie Twym najlepszym przyjacielem ten, kto obawia się powiedzieć Ci to wszystko?
- Wezwanie o pomoc – SOS – może mieć miejsce nie tylko na morzu. Pewnego zimowego wieczoru Jon JX9WT został w swej samotnej chatce zaatakowany przez niedźwiedzia polarnego. Nie mając szans na ucieczkę, zdołał wysłać wezwanie SOS, odebrane natychmiast przez LA2VG, który niestety mieszka

w odludnej okolicy pozbawionej telefonu. Następnym krótkofalowcem, który odebrał sygnały JX9WT był EA8QO. Przekazał on niezwłocznie wiadomość do LA4HF, który za pośrednictwem władz norweskich spowodował zaalarmowanie posterunków na Jan Mayen i wysłanie ekspedycji ratunkowej. Cała akcja trwała krócej niż pół godziny!

● W styczniu br. z inicjatywy kilku klubów telegraficznych (m.in. TOPS Klubu) powstało Europejskie Stowarzyszenie Telegraficzne – European CW Association (EUCW). Jego członkiem (tylko zbiorowym) może zostać każdy klub popierający aktywność CW na pasmach amatorskich. Stowarzyszenie planuje wprowadzenie stałych dni aktywności CW, treningów doskonalących znajomość telegrafii itp. Sekretarzem Stowarzyszenia jest SMØIX.

● Jerzy Hall K1TD przeprowadził szczegółowe pomiary zachowania się zwykłego dwużyłowego przewodu elektrycznego użytego jako linii zasilającej otwarty dipol półfalowy. Podczas, gdy współczynnik fali stojącej okazał się jeszcze do przyjęcia (przewód miał oporność charakterystyczną około 105 omów), parametrem dyskwalifikującym przewód dwużyłowy zwłaszcza przy większych częstotliwościach były straty mocy w linii. Podczas gdy 100 metrów przewodu przy 3,5 MHz wprowadzało tłumienie rzędu 2,5 dB, to przy 28 MHz tłumienie dochodziło do 20 dB, to znaczy do anteny docierał tylko 1% mocy dostarczonej przez nadajnik! Wniosek – linię zasilającą z przewodu sieciowego (krótką!) można stosować w warunkach polowych i awaryjnych, lecz tylko na niższych pasmach, to jest 160, 80 i 40 metrów.

● Grecki nadawca SV1IG wraz z małżonką organizuje latem tego roku wyprawę poprzez wyspy Dodekanazu, stanowiące jak wiadomo odrębny kraj do SPDXC i DXCC. Będzie on czynny z kolejnych wysp na wszystkich pasmach. A oto nazwy osiemnastu wysp tworzących archipelag Dodekaneski: Rodos, Kos, Leros, Kasos, Kalimnos, Karpatos, Astipalea, Kastelorizo, Nisiros, Patmos, Simi, Tilos, Lipsi, Pserimos, Giali, Halki, Alimia, Saria. W 1980 r. SV1IG planuje wyprawę na Górę Athos – tym razem już bez żony, jako że ta „republika” mnichów greckich jest niedostępna dla niewiast. Wiadomo – lepiej nie kusić diabła!

SP5HS



radioamatorstwo w LOK

REJONOWE ZAWODY SPRAWNOŚCIOWE RADIOTELEGRAFISTÓW

W dniach 27–29 kwietnia br. odbyły się w Białogardzie rejonowe zawody sprawnościowe radiotelegrafistów. W zawodach tych uczestniczyło 12 drużyn reprezentujących kluby łączności LOK II rejonu. Organizatorem imprezy był Zarząd Wojewódzki LOK w Zamościu.

Zawody zakończyły się sukcesem ekipy ZW LOK w Lublinie, która zdobyła mistrzowski tytuł uzyskując 1588,69 pkt. Wicemistrzowskie tytuły uzyskały reprezentacje Zamościa (1131,61 pkt) i Krosna (903,55 pkt).

W klasyfikacji indywidualnej wśród kobiet najlepszą zawodniczką była Urszula Rorbach (Zamość), która uzyskała 219,95 pkt. Wicemistrzowskie tytuły wywalczyły: Marta Szuperska z Przemyśla (66 pkt) i Małgorzata Śmietanka z Krosna (32,1 pkt).

Wyównana walka wywiązała się w grupie juniorów młodszych. Mistrzowski tytuł zdobył Leszek Helmecki z Nowego Sącza (395,34 pkt), a tytuły wicemistrzowskie Jerzy Więckowski z Lublina (380,2 pkt) i Marek Kluz z Krosna (372,8 pkt).

Wśród juniorów starszych królował Stanisław Waleniak (Lublin) z 495,74 pkt, a tytuły wicemistrzów wywalczyli Bogdan Sokołowski z Zamościa (277,61 pkt) i Bogusław Bednarski z Bielska-Białej (236,22 pkt).

Wśród seniorów najlepszy okazał się Janusz Wojtowski z Lublina, który zdobywając 614,95 pkt wywalczył tytuł mistrzowski. Wicemistrzami zostali Stanisław Wawro z Bielska-Białej (423,85 pkt) i Józef Kozłowski z Katowic (325,5 pkt).

Wśród kobiet najlepszą była Urszula Rorbach, która uzyskała pierwsze miejsce w klasyfikacji indywidualnej w odbiorze i nadawaniu. Wśród mężczyzn najlepsi w odbiorze byli: Leszek Helmecki (Nowy Sącz), Stanisław Waleniak (Lublin) i Janusz Wojtowski (Lublin). W nadawaniu wyróżnili się Marek Kluz (Krosno), Stanisław Waleniak (Lublin) i Józef Kozłowski (Katowice). Sędzią głównym zawodów był Mieczysław Sołtyś (SP7JQ).

Podczas zawodów była czynna okoliczna stacja SP8KEA/8.

(wl)

USZKODZENIA W OTVC RUBIN I ELEKTRON

EDWARD JANICKI

W odbiornikach telewizji kolorowej „Rubin” i „Elektron” znajdujących się na naszym rynku i w eksploatacji, występują często uszkodzenia różnych podzespołów, lamp i innych elementów, które powodują takie same efekty, jak podczas eksploatacji odbiornika z niepełnosprawnym kineskopem, tj.: obraz mało kontrastowy, rozmazany, „słabe” kolory, a przy regulacji kontrastu lub jaskrawości – obraz „przechodzący” często w negatyw. Niektóre z nich są tak łudząco podobne do tych, które są obserwowane przy niepełnosprawnym kineskopie, że niejeden technik popełnił już pomyłkę i niepotrzebnie wymienił kineskop na nowy.

Mnogość tych uszkodzeń i pochopne stawianie diagnozy, że przyczyną niewłaściwej jakości obrazu kolorowego jest zły kineskop, powodują negatywną opinię o jakości tych ostatnich. Uszkodzenia odbiornika powodujące złą jakość obrazu, które opisano w niniejszym artykule, na pewno nie wyczerpują tematu. Każdy, kto zna jeszcze inne przyczyny, powinien je podać do wiadomości pozostałych techników. Każdy zaoszczędzony kineskop – to duży zysk.

Uszkodzenia transformatora sieciowego

Od pewnego czasu w omawianych odbiornikach (typy 710, 711 i 714) są stosowane transformatory sieciowe z przewodami aluminiowymi. Aluminium oczyszczone z tlenków, bardzo szybko pokrywa się nimi ponownie. Każde więc połączenie przewodu aluminiowego z innym elementem bywa zazwyczaj przegrodzone warstwą tlenków. Ta warstwa może się z czasem zwiększać, w miarę dalszego utleniania się przewodów w miejscu ich połączenia. Ma to miejsce wtedy, gdy lutowanie (łączenie) zostało wykonane niestarannie.

Tlenki charakteryzują się dużą opornością. Jeżeli warstwa tlenków w miejscu połączenia jest duża, to oporność „przejścia” dla prądu jest także duża. Powoduje to proporcjonalne obniżenie się napięć zasilających układy odbiornika.

Z punktu widzenia jakości obrazu najważniejsze są w danym przypadku napięcia żarzenia kineskopu i lamp pracujących w bloku dekodera, tj. lampy końcowej toru luminancji (6Ż52P) oraz trzech lamp końcowych toru chrominancji

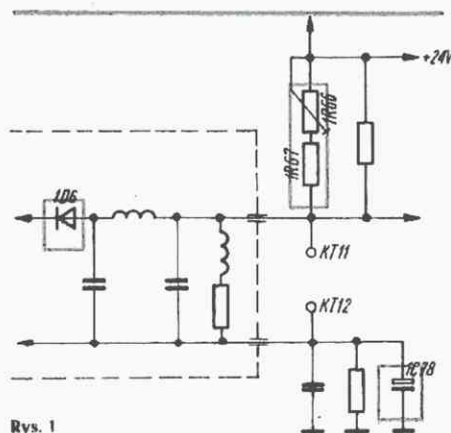
(3Ż12P). W wielu odbiornikach napięcia te są niższe o ponad 10% od wartości znamionowych.

Z teorii lamp wiadomo, że obniżenie napięcia żarzenia o ponad 5% znacznie zwiększa intensywność zatruwania katody gazami resztkowymi, a w kineskopach także i luminoforu, oraz znacznie obniża wartość ich parametrów. Dotyczy to głównie nachylenia charakterystyki, prądu impulsowego katody i oczywiście – żywotności. Uszkodzenie to można wykryć mierząc napięcia żarzenia na kineskopie i wymienionych lampach. Należy przy tym zwrócić uwagę na wielkość napięcia w sieci zasilającej. Ewentualna naprawa polega na rozlutowaniu końcówek uzwojeń żarzenia oznaczonych symbolami 9-9' i 16-16' (żarzenie kineskopu) oraz 10-10' i 17-17' (żarzenie lamp w dekodrze) i na ponownym poprawnym ich zlutowaniu.

Uszkodzenia w bloku częstotliwości radiowej (Y1)

W bloku częstotliwości radiowej układem, w którym występują uszkodzenia mogące sugerować uszkodzenie się kineskopu jest układ detektora wizji, a szczególnie dioda 1D6 oraz rezystory 1R66 (330 kΩ), 1R67 (22 kΩ) i kondensator 1C78 (25 μF) – rys. 1. Napięcie stałe polaryzujące diodę detekcyjną, mierzone bez sygnału między punktami KT11 i KT12, powinno wynosić 0 V. Opór diody w kie-

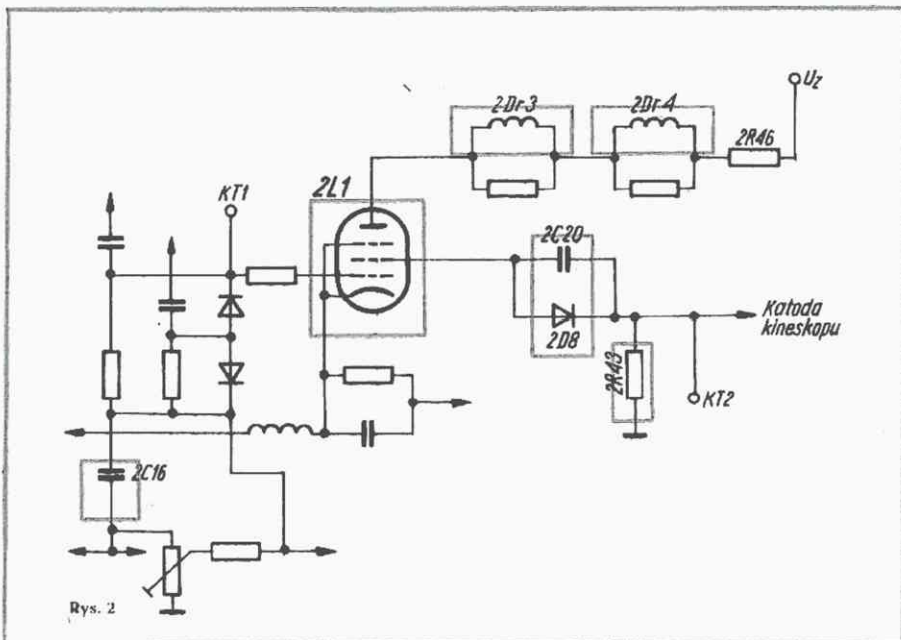
runku zaporowym powinien być większy niż 400 kΩ.



Uszkodzenia w bloku dekodera (Y2)

W bloku dekodera należy zaliczyć do rozpatrywanej grupy uszkodzeń, uszkodzenie się:

- lampy 2L1 pracującej w stopniu końcowym toru luminancji,
- diody 2D8 lub rezystora 2R43 (270 kΩ), względnie kondensatora 2C20 (0,25 μF) w układzie ogranicznika prądu kineskopu,
- kondensatora 2C16 (1 μF) w układzie stabilizacji poziomu czerni,
- któregoś z dławików 2Dr3 lub 2Dr4 w układzie kompensacji równoległej wzmacniacza luminancji, co przedstawiono na rys. 2.



Uszkodzenia w bloku odchyłania (Y3, Y4)

Do omawianej grupy występujących uszkodzeń można także zaliczyć uszkodzenia w układach ustalających wartości napięć zasilających kineskop, a szczególnie: wysokiego, ogniskującego oraz przyspieszającego.

W przypadku odbiorników typu 706, 707 i 710 należy zwrócić szczególną uwagę na: diodę 4D1, rezystory 4R1 (47 MΩ), 4R9 (1,0 lub 2,2 MΩ) znajdujące się w układzie wysokiego napięcia ogniskującego oraz na diodę 3D6, kondensatory 3C46 (5100 pF), C3 (100 pF), 3C43 (100 pF) w układzie wysokiego napięcia i rezystor 3R27 (1,5 MΩ) ustalający minimalne napięcia przyspieszające na siatkach drugich kineskopu. Elementy te są uwidocznione na rys. 3, 4 i 5. W przypadku odbiorników typu 711 i 714 należy zwrócić uwagę na: rezystory 3R41 (33 MΩ) i 3R51 (15 MΩ) znajdujące się w układzie napięcia ogniskującego, oraz na powielacz wysokiego napięcia i kondensatory 3C24 (120 pF), 3C25 (68 pF), 3C26, 3C27, (po 180 pF) znajdujące się w układzie wysokiego napięcia, a także na rezystor 3R43 (1 MΩ) ustalający minimalne napięcia na siatkach drugich kineskopu. Przedstawiono je na rys. 6, 7 i 8.

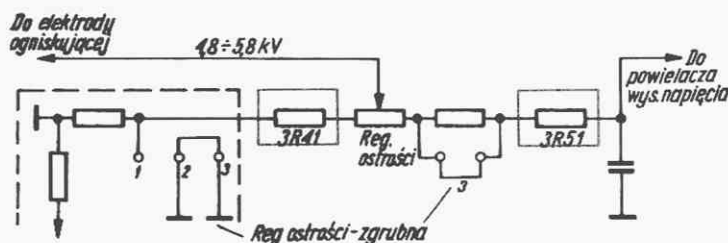
Efektom uszkodzenia się któregoś z podanych elementów będzie obniżenie się lub podwyż-

szenie napięcia zasilającego określoną elektrodą kineskopu. Powoduje to utratę ostrości lub jaskrawości obrazu. Może też spowodować jedno i drugie jednocześnie, a także zwięźlenie lub rozszerzenie obrazu. Należy podkreślić, że przy tych uszkodzeniach objawy są najmniej podobne do tych, które można obserwować przy zużyciu lub uszkodzonym kineskopie i w związku

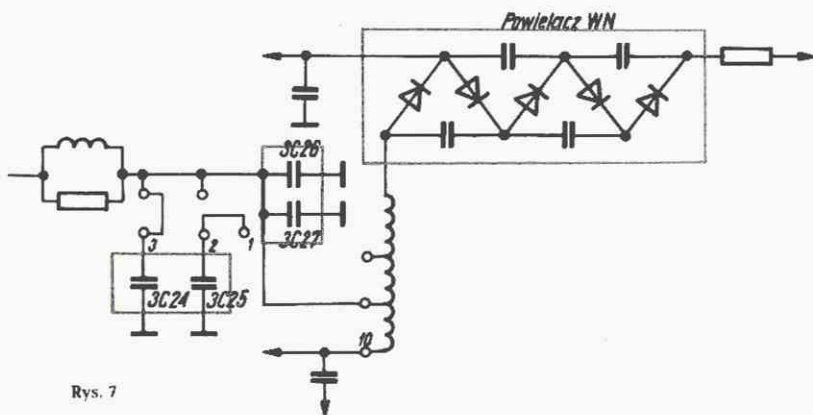
z rezystora 7R12 – zmianę polaryzacji diod 2D12 i 2D13 oraz 2D29 i 2D30 pracujących w ogranicznikach sygnałów chrominancji.

Uszkodzenia w podstawie kineskopu (Y9)

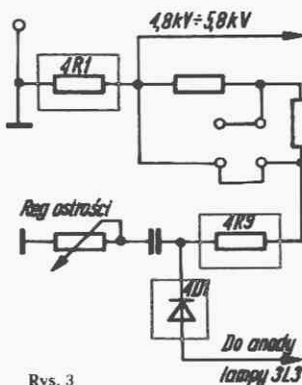
Sprężynki kontaktowe w podstawie kineskopu, a także i nożki w cokole kineskopu utleniają



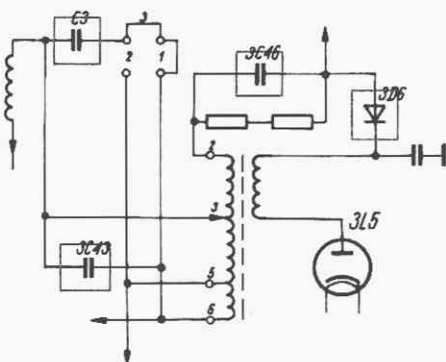
Rys. 6



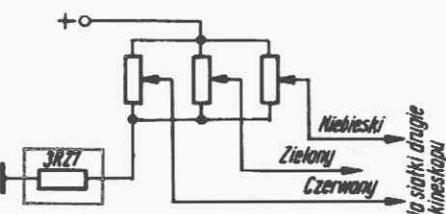
Rys. 7



Rys. 3



Rys. 4



Rys. 5

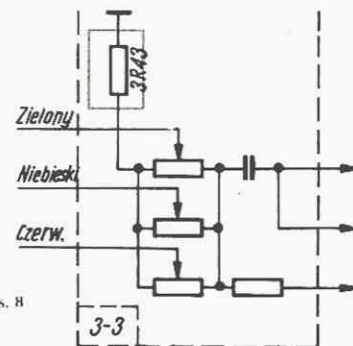
z tym najmniej jest popełnianych pomyłek. Można jeszcze dodać, że każdy kondensator znajdujący się w układach wysokiego napięcia, jeżeli tylko ma upływność, na pewno się nagrzewa. Nagrzewa się tu także każda dioda, a także powielacz, jeżeli traci swoje właściwości.

Uszkodzenia w bloku sterowania (Y7)

W bloku sterowania mogą wprowadzić w błąd w zasadzie tylko niesprawne rezystory 7R9 (240 Ω) i 7R12 (750 Ω) znajdujące się przy potencjometrach kontrastu i nasycenia.

Potencjometry 7R8a (kontrasty) i 7R8b (nasycenia) są konstrukcyjnie połączone ze sobą. Zapewnia to zachowanie właściwego stosunku sygnału luminancji do sygnału chrominancji. Uszkodzenie się jednego z podanych rezystorów powoduje słaby kontrast lub małą nasycenie kolorów obrazu.

Uszkodzenie rezystora 7R9 powoduje zmianę punktów pracy ogranicznika pracującego z tranzystorem 2T5 i wzmacniacza końcowego sygnałów luminancji, pracującego z lampą 2L1,



Rys. 8

się (korodują), powodując złe kontakty i tym samym – złą jakość obrazu. Zdarza się także, że tlenki metalu pokrywają szkło wokół nożek cokołu kineskopu, powodując upływności międzyelektrodowe. W jednym i w drugim przypadku należy przemyć podstawkę i szkło cokołu kineskopu oraz ewentualnie dociąć odpowiednie sprężynki kontaktowe w podstawie kineskopu.

ODPOWIEDNIKI KRAJOWYCH UKŁADÓW SCALONYCH

Czytelnicy często proszą o podanie odpowiedników krajowych przyrządów półprzewodnikowych. Znalazienie odpowiedników elementów dyskretnych (diody i tranzystory) nie sprawia kłopotów, zwłaszcza, że stosowane obecnie oznaczenia są na ogół zgodne z oznaczeniami stosowanymi przez producentów zagranicznych. Nie ma również większych kłopotów z określeniem odpowiedników układów scalonych cyfrowych, ponieważ część liczbowa i ostatnia litera oznaczenia jest zgodna z systemem znakowania używanym przez firmę Texas Instruments. Ten system, z małymi modyfikacjami, stosuje większość firm zagranicznych.

Największe trudności występują przy określaniu odpowiedników krajowych układów scalonych analogowych i dlatego dla tych układów podajemy niżej odpowiedniki zagraniczne. Niektóre z tych układów produkuje wiele firm, toteż podano odpowiedniki przykładowych producentów.

Dla dokładniejszej informacji umieszczono przed symbolem układu znaki (☆ lub ☆☆). Znakiem „☆☆” oznaczono układy, które mają takie same parametry i typy obudów, ale różnią się funkcją spełnianą przez wyprowadzenia o tej samej numeracji. Znak „☆☆” wskazuje, że układ różni się typem obudowy oraz częściowo funkcją spełnianą przez wyprowadzenia o tej samej numeracji.

W przypadku odpowiedników poprzedzonych znakiem „☆☆” lub „☆☆☆” ich zastosowanie w miejsce układu krajowego lub zastosowanie układu krajowego w miejsce podanego odpowiednika jest możliwe po uwzględnieniu różnic w konstrukcji. Układy nie poprzedzone żadnym znakiem dodatkowym są ścisłymi odpowiednikami, mają takie same parametry i obudowy.

Układ CEMI	Odpowiednik zagraniczny	Producent
UL1000L	TAB101	Philips, Valvo, RTC, MBL
UL1101N	☆CA3054	RCA, Fairchild
UL1102N	CA3054	RCA, Fairchild
UL1111N	CA3046	RCA
UL1201N	LA1111	Sanyo
	☆☆CA3011	RCA
UL1203N	TCA440	Siemens, Valvo
	A244D	RFT
UL1211N	LA1201	Sanyo
UL1212N	TBA690	Philips
UL1213N	TBA700	Philips, Mullard, Valvo, RTC, MBL
UL1221N	MC1352P	Motorola
	LA1352	Sanyo
UL1231N	MC1353P	Motorola
	LA1353	Sanyo
UL1241N	CA3042	RCA
	LA1342	Sanyo
UL1242N	TBA120S	Telefunken, ITT, Valvo, Siemens, Mullard, Tungsram
	A220D	RFT

Układ CEMI	Odpowiednik zagraniczny	Producent
UL1244N	TBA120U	Siemens, Rumunia
	A223D	RFT
UL1261N	TBA940	ITT, Rumunia
	A252D	RFT
UL1262N	TBA950	ITT, Rumunia
	A250D	RFT
UL1321N	LA3101	Sanyo
UL1401L	LA4030	Sanyo
UL1401P	☆☆LA4030	Sanyo
UL1402L	LA4031	Sanyo
UL1402P	☆☆LA4031	Sanyo
UL1403L	LA4032	Sanyo
UL1403P	☆☆LA4032	Sanyo
UL1405L	LA4033	Sanyo
UL1461L	LA4000	Sanyo
UL1480P	TBA800	Sescomem, ITT, SGS-Ates, Telefunken, Tungsram
UL1481P	TBA810S	Sescomem, SGS-Ates, Fairchild
	MBA810S	Tesla
	A210D	RFT
UL1481T	TBA810AS	Sescomem, SGS-Ates, Tungsram
	MBA810AS	Tesla
UL1490N	TBA790SX	Sescomem
UL1491R	TBA790LA	Sescomem
UL1492R	TBA790LB	Sescomem
UL1493R	TBA790LC	Sescomem
UL1495N	☆TBA790SX	Sescomem
UL1496R	☆TBA790LA	Sescomem
UL1497R	☆TBA790LB	Sescomem
UL1498R	☆TBA790LC	Sescomem
UL1550L	TAA550	Sescomem, ITT, SGS-Ates, Philips, Tungsram, Rumunia
	MAA550	Tesla
UL1601N	LA3301	Sanyo
	☆μA767	Fairchild
UL1611N	LA3310	Sanyo
UL1901M	ESM227	Sescomem
ULY7710N	SFC2710EC	Sescomem
	μA710	Fairchild
	SN72710N	Texas Instr.
	☆☆A110	RFT
ULY7711N	SFC2711EC	Sescomem
	μA711	Fairchild
	SN72711N	Texas Instr.
ULY7741N	SFC2741EC	Sescomem
	μA741	Fairchild
	SN72741N	Texas Instr.
	☆☆MAA741C	Tesla
	TA72741	Tungsram
	βA741	Rumunia
	TBA221A	Siemens

Opracował inż. Zdzisław Tkaczyk